F 1130/2

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI

SERIA ELECTROTEHNICĂ

TOMUL XLIII NUMĂRUL 1 ANUL 1981
IANUARIE—MARTIE

COMITETUL DE REDACȚIE

REDACTOR RESPONSABIL : Academician *Radu Voinea*

MEMBRII : Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* (redactor responsabil adjunct) ; Conf. dr. ing. *Cornel Berbente ;* Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Buzdugan,* membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Cartianu,* membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; Prof. dr. ing. *Sergiu Călin* (secretar științific) ; Prof. dr. docent ing. *Virgil Constantinescu ;* Prof. dr. ing. *Alexandru Dănescu ;* Prof. dr. ing. *Gleb Drăgan ;* Prof. dr. ing. *Octavian Floarea ;* Prof. dr. ing. *Julieta Florea ;* Prof. dr. ing. *Nicolae Geru ;* Prof. dr. ing. *Berthold Grünwald ;* Prof. dr. *Ion Grădișteanu ;* Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan ;* Prof. ing. *Jean Moncea ;* Academician *Ecaterina Ciorănescu Nenițescu ;* Prof. dr. docent ing. *Florea Oprea ;* Prof. dr. ing. *Aurel Oprean ;* Prof. dr. ing. *Mircea Petrescu ;* Prof. dr. ing. *Ion Popescu ;* Conf. dr. ing. *Mircea Radeș ;* Prof. dr. ing. *Marin Rădoi ;* Conf. dr. ing. *Sorin Roșca ;* Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu ;* Prof. dr. *Octavian Stănășilă ;* Prof. dr. ing. *Voicu Tache ;* Prof. dr. docent ing. *Ion Teoreanu ;* Prof. dr. docent ing. *Andrei Țugulea ;* Prof. dr. ing. *Silvia Vacu ;* Prof. dr. docent *Rodica Vîlcu.*

Editor : Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" București.
Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10. România, Căsuța poștală 2356
TELEX : 14.490 PIBUH

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper trough ILEXIM import-export press, 13 Decembrie St. Nr. 3, P.O.B. 2001, telex 011226, Bucharest ROMANIA

Sumar

MATEMATICĂ

D. Marcu
Un algoritm de determinare a unui lanț hamiltonian minim cu aplicații în probleme de optimizare 3

FIZICĂ

Cornelia Moțoc, E. Sofron, R. Mitroi, C. Roșu, Carmina Bălțatu, C. Popescu
Testarea distructivă a unor circuite integrate cu ajutorul cristalelor lichide colesterice 11

G. A. Stanciu, I. M. Popescu, C. M. Stoichiță
Determinarea timpului de viață al purtătorilor minoritari utilizînd baleiajul unui fascicul laser 19

ELECTROTEHNICĂ

Gh. Hortopan
Considerații privind dimensionarea unui șunt coaxial pentru curenți intenși . . . 23

M. Iordache, V. Socaciu
O metodă generală de determinare a factorului de semn al perechilor de arbori și al perechilor de coarbori 29

M. Mihalache
Metoda numerică privind calculul curenților induși, în regim tranzitoriu, într-o înfășurare filiformă 37

REȚELE ELECTRICE

A. A. Arie, M. Eremia, Gh. Indre, M. Biriș
Criterii de similitudine folosite în realizarea microsistemului de curent alternativ cu legături în curent continuu 45

D. Cristescu, P. Postolache
Effet d'écran du câble de garde. Probabilité de défaillance 55

AUTOMATICĂ

S. Călin
O metodă de proiectare directă în domeniul timp a sistemelor de reglare automată 63

G. Ionescu, R. Dobrescu, R. Vârbănescu
Algoritm și bloc de calcul pentru transformata Fourier rapidă 75

Th. Borangiu, T. Ionescu
Structura cu microprocesor pentru conducerea proceselor discrete 87

CALCULATOARE

Cr. Zervos, Irina Athanasiu
Fault Detection in Sequential Logic Circuits Using the State Register 95

Florica Moldoveanu
Unele aspecte ale proiectării produselor program. II 105

Summary

MATHEMATICS

D. Marcu

An Algorithm for Finding a Minimal Hamiltonian Chain with Applications in Optimisation Problems 3

PHYSICS

Cornelia Moţoc, E. Sofron, R. Mitroi, C. Roşu, Carmina Bălţatu, C. Popescu

Non-destructive Testing of Some Integrated Circuits by Using Cholesteric Liquid Crystals 11

G. A. Stanciu, I. M. Popescu, C. M. Stoichiţă

A Method to Measure Minority Carrier Lifetimes Using Laser Scanning Digital System 19

ELECTROTECHNICS

Gh. Hortopan

Considerations Concerning the Dimension of a Coaxial Shunt for Strong Currents 23

M. Iordache, V. Socaciu

The Sign Factor of Tree Pairs Determinated by a General Method . . . 29

M. Mihalache

Transient Induced Currents in Filiform Wending Calculated by a Numerical Method 37

NETWORKS

A. Arie, M. Eremia, Gh. Indre, M. Biriş

The Simulation Criterions Used in the Building up the a.c. Microsystem with d.c. Connections 45

D. Cristescu, P. Postolache

Shielding Effect of the Ground Wire. Shielding Failure Probability . . 55

AUTOMATIC CONTROL

S. Călin

A Direct Method in Time Domain for Control System Design 63

G. Ionescu, R. Dobrescu, R. Vârbănescu

Algorithm and Processing Unit for Fast Fourier-Transform 75

Th. Borangiu, T. Ionescu

A Microprocessor-based Structure for Discrete Process Control 87

COMPUTER SCIENCE

C. Zervos, Irina Athanasiu

Fault Detection in Sequential Logic Circuits Using the State Register . . 95

Florica Moldoveanu

Some Aspects of Software Design 105

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

MATEMATICĂ

C. Z.: 519.14
681.3.04/06

UN ALGORITM DE DETERMINARE A UNUI LANŢ HAMILTONIAN MINIM CU APLICAŢII ÎN PROBLEME DE OPTIMIZARE

DĂNUŢ MARCU *

În lucrare se propune o teoremă (o condiţie suficientă) de existenţă a unui lanţ hamiltonian într-un graf conex, sugerîndu-se un algoritm (programabil pe un calculator electronic) de determinare a unui lanţ hamiltonian minim, într-un graf complet (Kp) cu p noduri.

În final se prezintă o aplicaţie practică a algoritmului propus, la optimizarea transporturilor poştale, existînd actualmente preocupări în cadrul Centrului de calcul electronic pentru poştă şi telecomunicaţii, de aplicare a acestui algoritm la optimizarea transporturilor poştale la nivelul municipiului Bucureşti.

1. Introducere

Fie $G = \langle \mathcal{N}, \mathcal{M} \rangle$ un *graf neorientat finit* [2] cu $\mathcal{N} = \{n_1, n_2, \ldots, n_p\}$ mulţimea de *noduri* şi $\mathcal{M} = \{m_1, m_2, \ldots, m_q\}$ mulţimea de *muchii* (vom nota o muchie prin $[n_i, n_j] = [n_j, n_i]$, $n_i, n_j \in \mathcal{N}$). Numim *lanţ* [2] între nodurile n şi m ale grafului G, o succesiune de muchii de forma $\langle [n = n_{i_0}, n_{i_1}], [n_{i_1}, n_{i_2}], \ldots, [n_{i_{r-1}}, n_{i_r} = m] \rangle$ (vom nota un lanţ prin $\mathcal{L}[n, m]$). Pentru un lanţ $\mathcal{L}$ notăm cu $\mathcal{M}(\mathcal{L})$ mulţimea muchiilor sale şi cu $\mathcal{N}(\mathcal{L})$ mulţimea nodurilor sale. Un *ciclu* [2] este un lanţ pentru care $n = m$.

Despre un lanţ spunem că este *hamiltonian* [2] dacă el trece prin toate nodurile grafului o dată şi numai o dată.

Această denumire provine de la numele matematicianului Hamilton, care a propus în anul 1859 un joc constînd în găsirea unui ciclu elementar (un ciclu este *elementar* [2] dacă un nod conţinut în acest ciclu apare o dată şi numai o dată) care să treacă prin toate vîrfurile unui dodecaedru regulat, marcat cu numele unor oraşe din lume.

Problemele hamiltoniene (i.e. problemele în care se cere determinarea unor lanţuri sau cicluri hamiltoniene, optime dintr-un anumit punct de vedere) *îşi găsesc aplicaţii la optimizarea unor procese concrete de distribuire sau colectare la determinarea succesiunii optime de prelucrare a unor piese pe o maşină* etc. (vezi [2], [3], [4], [5], [12]).

Manuscris predat redacţiei la data de 24 martie 1980

* Analist, Centrul de calcul electronic pentru poştă şi telecomunicaţii

Deși pînă în prezent *nu se cunoaște* o condiție necesară și suficientă de existență a ciclurilor (sau a lanțurilor) hamiltoniene, valabilă pentru orice graf, s-au propus numeroase condiții fie necesare fie suficiente, pentru existența unor astfel de configurații hamiltoniene. Dintre acestea amintim: teorema lui Chvátal [1] și corolarele lui Ore [1] și Dirac [1] relative la ciclurile hamiltoniene; teorema lui Camion [1] și Meyniel [1] relativ la existența circuitelor hamiltoniene în grafurile complete și tare conexe (un graf este *complet* [2] dacă între oricare două noduri există o muchie, sau un arc, în cazul grafurilor orientate).

În lucrarea de față se dă o condiție suficientă de existență a unui lanț hamiltonian într-un graf conex (un graf este *conex* [2], dacă între oricare două noduri ale sale n și m există un lanț $\mathscr{L}[n, m]$). *propunîndu-se în același timp și un algoritm de determinare a unui lanț hamiltonian minim într-un graf complet* (K_p) *cu* p *noduri.*

2. Considerații teoretice

Numim *arbore* [2] un graf neorientat finit, conex și fără cicluri. Vom numi *matrice de adiacență* [2] asociată unui graf neorientat finit, matricea $MA = (a_{ij})$, $i = 1, 2, \ldots, p$; $j = 1, 2, \ldots, p$, unde:

$$a_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{dacă } [n_i, n_j] = [n_j, n_i] \in \mathscr{M}, \\ 0, & \text{altfel.} \end{cases}$$

Fie $n_i \in \mathscr{N}$. Numim *grad* [2] al nodului n_i, numărul $\alpha[n_i] = \sum_{j=1}^{p} a_{ij} = \sum_{j=1}^{p} a_{ji}$. Dacă $A = \langle \mathscr{N}, \mathscr{M} \rangle$ este un arbore, atunci, un nod $n \in \mathscr{N}$ pentru care $\alpha[n] = 1$, se numește *nod terminal* [2] al arborelui A. Evident, dacă $A = \langle \mathscr{N}, \mathscr{M} \rangle$ este un arbore, atunci are loc relația:

$$\sum_{i=1}^{p} \alpha[n_i] = 2q, \quad \text{unde } |\mathscr{N}| = p \text{ și } |\mathscr{M}| = q. \tag{2.1}$$

De asemenea (vezi [2]), dacă $A = \langle \mathscr{N}, \mathscr{M} \rangle$ este un arbore, atunci avem:

$$q = p - 1, \text{ unde } |\mathscr{N}| = p \text{ și } |\mathscr{M}| = q. \tag{2.2}$$

Din relațiile (2.1) și (2.2) obținem:

$$\sum_{i=1}^{p} \alpha[n_i] = 2q = 2(p - 1) = 2p - 2. \tag{2.3}$$

Teorema 2.1. Fie $A = \langle \mathscr{N}, \mathscr{M} \rangle$ *un arbore cu* $|\mathscr{N}| \geqslant 2$. *În aceste condiții există cel puțin două noduri* $n_0^{(1)}$, $n_0^{(2)} \in \mathscr{N}$, *astfel încît*

$$\alpha[n_0^{(1)}] = \alpha[n_0^{(2)}] = 1.$$

Demonstrație. Vom presupune prin absurd că teorema este falsă. În acest caz înseamnă că există cel mult (sau nici unul) un nod $n^* \in \mathcal{N}$, astfel încît $\alpha[n^*] = 1$. Dacă presupunem că A conține cel mult un nod terminal, atunci, avem:

$$\alpha[n_i] \geqslant 2, \text{ oricare ar fi } n_i \in \mathcal{N} \setminus \{n^*\}, \tag{2.4}$$

și

$$\alpha[n^*] = 1. \tag{2.5}$$

Din (2.4) și (2.5) obținem:

$$\sum_{i=1}^{p} \alpha[n_i] \geqslant 1 + 2(p-1) = 1 + 2p - 2 = 2p - 1 \tag{2.6}$$

Din (2.3) și (2.6) rezultă: $2p - 2 \geqslant 2p - 1$, adică $2 \leqslant 1$, ceea ce este absurd, și prin urmare teorema este demonstrată.

Fie $G = \langle \mathcal{N}, \mathcal{M} \rangle$ un graf neorientat finit. Numim *arbore parțial* [2] al lui G, arborele $A = \langle \mathcal{N}, \tilde{\mathcal{M}} \rangle$, $\tilde{\mathcal{M}} \subseteq \mathcal{M}$. În [9] am arătat că G conține un arbore parțial dacă și numai dacă este conex.

Teorema 2.2. (condiție suficientă de existență a unui lanț *hamiltonian*). *Fie $G = \langle \mathcal{N}, \mathcal{M} \rangle$ un graf neorientat finit și-conex cu $|\mathcal{N}| \geqslant 2$, iar $A = \langle \mathcal{N}, \tilde{\mathcal{M}} \rangle$ un arbore parțial al lui G. Dacă pentru orice nod $n \in \mathcal{N}$, în arborele A, avem $0 < \alpha[n] \leqslant 2$, atunci A este un lanț hamiltonian al lui G.*

Demonstrație. Fie $\mathcal{N}_0 = \{n \in \mathcal{N} \mid \alpha[n] = 1 \text{ în } A\}$. Evident, mulțimea $\mathcal{N}_0$ este nevidă, avînd în vedere teorema 2.1. Notăm $\bar{\mathcal{N}}_0 = \mathcal{N} \setminus \mathcal{N}_0$ în A. Conform enunțului avem: $\alpha[n] = 2$, oricare ar fi $n \in \bar{\mathcal{N}}_0$. Prin urmare putem scrie:

$$S_0 = \sum_{n \in \mathcal{N}_0} \alpha[n] = |\mathcal{N}_0|, \tag{2.7}$$

și

$$\bar{S}_0 = \sum_{n \in \bar{\mathcal{N}}_0} \alpha[n] = 2|\tilde{\mathcal{N}}_0| \tag{2.8}$$

Pe de altă parte, conform relației (2.3), avem:

$$S_0 + \bar{S}_0 = 2|\tilde{\mathcal{M}}| = 2(p-1) \tag{2.9}$$

și

$$|\mathcal{N}_0| + |\tilde{\mathcal{N}}_0| = p. \tag{2.10}$$

Din (2.7), (2.8) și (2.10) obținem:

$$S_0 + \frac{1}{2}\bar{S}_0 = p$$

sau

$$2S_0 + \bar{S}_0 = 2p. \tag{2.11}$$

Din (2.9) şi (2.11) obţinem : $S_0 = 2$. Deci, pentru arborele A avem : $|\mathscr{N}_0| = 2$ şi $|\bar{\mathscr{N}}_0| = p - 2$; altfel spus, arborele A conţine exact două noduri terminale şi $p - 2$ noduri cu gradul doi, ceea ce nu înseamnă altceva decît că A este un lanţ hamiltonian (vezi [1]).

Teorema 2.3. (caracterizarea arborilor). *Fie* $G = \langle \mathscr{N}, \mathscr{M} \rangle$ *un graf neorientat finit cu* $|\mathscr{N}| = p \geqslant 2$. *Următoarele proprietăţi sînt echivalente* :

(a) *G este conex şi fără cicluri* ;

(b) *G este fără cicluri şi are* $p - 1$ *muchii* ;

(c) *G este conex şi are* $p - 1$ *muchii* ;

(d) *G este fără cicluri şi adăugîndu-i o singură muchie între oricare două noduri neadiacente* (*două noduri sînt adiacente* dacă între ele există o muchie şi *neadiacente* în caz contrar) *se creează un ciclu unic* ;

(e) *G este conex şi dacă se suprimă o muchie oarecare, el nu mai este conex* ;

(f) *Pentru oricare două noduri distincte ale lui G există un lanţ şi numai unul care le uneşte.*

Demonstraţie. Dat fiind faptul că această teoremă este foarte cunoscută nu o vom demosntra în lucrarea de faţă ; cei interesaţi pot găsi o demonstraţie simplă în [2].

3. Descrierea algoritmului.

Fie $G = \langle \mathscr{N}, \mathscr{M} \rangle$ un graf neorientat finit şi complet cu p noduri (K_p), unde asociem fiecărei muchii $m \in \mathscr{M}$ un număr $\sigma(m) \in \mathbb{R}_+$ (am notat cu $\mathbb{R}_+$ mulţimea numerelor reale), numit *costul* muchiei m. Notăm cu $\mathscr{L}(G)$ mulţimea lanţurilor hamiltoniene din graful G.

Graful K_p conţine $\frac{1}{2} p!$ lanţuri hamiltoniene, deoarece primul nod al lanţului poate fi ales în p moduri, al doilea în $p - 1$ moduri, ş.a.m.d., rezultînd în final $p!$ posibilităţi de alegere a nodurilor. Însă fiecare lanţ poate fi parcurs în două sensuri diferite, rezultînd două permutări distincte ale celor p noduri, deci numărul $p!$ al permutărilor celor p noduri trebuie împărţit la doi. Acest număr creşte foarte repede odată cu p. Astfel, în timp ce pentru graful K_6 există $\frac{6!}{2} = 360$ lanţuri hamiltoniene, pentru K_{16} acest număr este egal cu $\frac{16!}{2} \approx 10^{13}$ lanţuri hamiltoniene. Dacă fixăm cele două extremităţi ale lanţurilor, vor exista $(p - 2)!$ lanţuri hamiltoniene cu extremităţile fixate, corespunzătoare permutărilor celor $p - 2$ noduri intermediare ale acestor lanţuri.

Problema pe care ne-o punem este de a determina un lanţ hamiltonian $L_H^* \in \mathscr{L}(G)$, astfel încît să avem :

$$\sum_{m \in \mathscr{M}(L_H^*)} \sigma(m) = \min_{L_H \in \mathscr{L}(G)} \sum_{m \in \mathscr{M}(L_H)} \sigma(m). \tag{3.1}$$

Din cele văzute anterior, rezultă că determinarea lui L_H^* care verifică (3.1) prin enumerarea tuturor configurațiilor hamiltoniene ale lui K_p, și alegerea celei de valoare minimă, este practic imposibilă pentru valori ale lui p care apar în problemele reale puse de practică.

Prin urmare, pentru determinarea lui L_H^* trebuie găsit un algoritm care să nu facă apel la o astfel de procedură.

Lucrarea de față este o încercare în această direcție. Teoremele 2.2 și 2.3 ne sugerează pentru rezolvarea problemei propuse, următorul algoritm:

Algoritmul 3.1

1. Se determină un arbore parțial minimal al grafului $G = \langle \mathcal{N}, \mathcal{M} \rangle$; fie $A = \langle \mathcal{N}, \mathcal{M}_0 \rangle$, $\mathcal{M}_0 \subseteq \mathcal{M}$, acest arbore.

2. Dacă pentru orice nod $n \in \mathcal{N}$ din A are loc relația $0 < \alpha[n] \leqslant 2$, atunci, STOP. (în acest caz A este lanțul hamiltoniam minim căutat).

3. Se determină mulțimea $\mathcal{N}^* \subset \mathcal{N}$ din A, $\mathcal{N}^* = \{n^* \in \mathcal{N} \mid \alpha[n^*] \geqslant 3\}$.

4. Se determină nodurile $n_0^{(1)}, n_0^{(2)}, \ldots, n_0^{(t)}$ din A pentru care $\alpha[n_0^{(i)}] = 1$, oricare ar fi $i = 1, 2, \ldots, t$.

5. $i := 1$.

6. $j := i + 1$; Dacă $j > t$ se merge la 8.

7. Fie $\mathcal{Y}_{ij}$ lanțul unic ce unește nodurile $n_0^{(i)}$ și $n_0^{(j)}$ în A și fie $\omega_{ij}^{(1)}, \omega_{ij}^{(2)}, \ldots, \omega_{ij}^{(s_{ij})}$ muchiile lanțului $\mathcal{Y}_{ij}$ adiacente cu noduri din $\mathcal{N}^*$; Se calculează $\max_{1 \leqslant k \leqslant s_{ij}} \sigma[\omega_{ij}^{(k)}] = \sigma[\omega_{ij}^{(k_0)}]$; presupunem $\omega_{ij}^{(k_0)}$ de forma

$$\omega_{ij}^{(k_0)} = [n_{ij}^*, n_{ij}] \text{ cu } n_{ij} \in \mathcal{N}\ (\mathcal{Y}_{ij}) \text{ și } n_{ij}^* \in \mathcal{N}^*;$$

Se calculează $N_{ij} = \sigma([n_0^{(i)}, n_0^{(j)}]) - \sigma([n_{ij}^*, n_{ij}])$; se merge la 6.

8. $i := i + 1$; Dacă $i \leqslant t - 1$ se merge la 6.

9. $i := 1$.

10. Se calculează $M_i = \min_{j > t} N_{ij} = N_{ij_0}$.

11. $i := i + 1$; Dacă $i \leqslant t - 1$ se merge la 10.

12. Se calculează $M_0 = \min_{1 \leqslant i \leqslant t-1} M_i = M_{i_0}$.

13. IND $:= 0$; Dacă există noduri $n \in \mathcal{N}$ în A cu $\alpha[n] = 1$, astfel încît n este adiacent cel puțin unui nod din $\mathcal{N}^*$ se merge la 14, altfel, se merge la 19.

14. Se determină nodurile $n_0^{(1)}, n_0^{(2)}, \ldots, n_0^{(r)}$ din A cu $\alpha[n_0^{(i)}] = 1$, astfel încît $n_0^{(i)}$ este adiacent unui nod din $\mathcal{N}^*$, oricare ar fi $i = 1, 2, \ldots, r$

15. $i := 1$.

16. Dacă există două noduri $m_i^{(1)}, m_i^{(2)}$ cu $\alpha[m_i^{(1)}] \leqslant 2$, $\alpha[m_i^{(2)}] \leqslant 2$ și $[m_i^{(1)}, m_i^{(2)}] \in \mathcal{M}_0$, atunci, IND $:= 1$; se calculează $T_i = \sigma([n_0^{(i)}, m_i^{(1)}]) + \sigma([n_0^{(i)}, m_i^{(2)}]) - \sigma([n_0^{(i)}, n_i^*]) - \sigma([m_i^{(1)}, m_i^{(2)}])$, unde $n_i^* \in \mathcal{N}^*$; se merge la 17, altfel, se merge la 18.

17. $i := i + 1$; Dacă $i \leqslant r$ se merge la 16.

18. Dacă IND $= 1$ se calculează $T_0 = \min_{1 \leqslant i \leqslant r} T_i = T_{i_0}$, pentru acei indici pentru care am calculat T_i.

19. IND1 $:= 0$; Dacă există noduri $n \in \mathcal{N}$ în A cu $\alpha[n] = 2$, astfel încît n să fie adiacent cel puțin unui nod din $\mathcal{N}^*$ se merge la 20, altfel, se merge la 25.

20. Se determină nodurile $n_0^{(1)}, n_0^{(2)}, \ldots, n_0^{(s)}$ din A cu $\alpha[n_0^{(i)}] = 2$, astfel încît fiecare $n_0^{(i)}$ este adiacent unui nod din $\mathcal{N}^*$, oricare ar fi $i = 1, 2, \ldots, s$.

21. $i := 1$.

22. Dacă există un nod $\tilde{n}_{(i)}$ în A cu $\alpha[\tilde{n}_{(i)}] = 1$ astfel încît $n_0^{(i)} \notin \mathcal{N}(\mathscr{y}_i[n_i^*, \tilde{n}_{(i)}])$ unde $n_i^* \in \mathcal{N}^*$, $[n_i^*, \tilde{n}_{(i)}] \in \mathscr{M}_0$, $[n_i^*, n_0^{(i)}] \in \mathscr{M}_0$ iar $\mathscr{y}_i$ este lanțul unic din A ce leagă nodurile n_i^* și $\tilde{n}_{(i)}$, atunci IND1 = 1; se calculează $S_i = \sigma([n_0^{(i)}, \tilde{n}_{(i)}]) - \sigma([n_i^*, n_0^{(i)}])$, se merge la 23, altfel, se merge la 24.

23. $i := i + 1$; Dacă $i \leqslant s$ se merge la 22.

24. Dacă IND1 = 1 se calculează $S_0 = \min\limits_{1 \leqslant i \leqslant s} S_i = S_{i_0}$ pentru acei indici pentru care am calculat S_i.

25. Se calculează min $\{M_0, T_0, S_0\}$:
— dacă min $\{M_0, T_0, S_0\} = M_0$ se merge la 28,
— dacă min $\{M_0, T_0, S_0\} = T_0$ se merge la 27.

26. $\mathscr{M}_0 := (\mathscr{M}_0 \setminus \{[n_{i_0}^*, n_0^{(i_0)}]\}) \cup \{n_0^{(i_0)}, \tilde{n}_{i_0}]\}$; se merge la 2.

27. $\mathscr{M}_0 := (\mathscr{M}_0 \setminus \{[n_0^{(i_0)}, n_{i_0}^*], [m_{i_0}^{(1)}, m_{i_0}^{(2)}]\}) \cup \{[n_0^{(i_0)}, m_{i_0}^{(1)}], [n_0^{(i_0)}, m_{i_0}^{(2)}]\}$; se merge la 2.

28. $\mathscr{M}_0 := (\mathscr{M}_0 \setminus \{[n_{i_0 j_0}^*, n_{i_0 j_0}]\}) \cup \{[n_0^{(i_0)}, n_0^{(j_0)}]\}$; se merge la 2.

Remarca 3.1. Algoritmul descris mai sus, are drept suport constructiv, ideea de a transforma un arbore parțial minimal într-un lanț hamiltonian minimal, conform teoremei 2.2. La fiecare iterație, arborele A este transformat (respectînd condițiile teoremei 2.3) prin pașii 26, 27 și 28, de așa manieră, încît numărul nodurilor cu grad mai mare ca 2, se reduce cu cel puțin o unitate. Dacă notăm cu $\mathcal{N}_0^*$ mulțimea de noduri n_0^* cu $\alpha[n_0^*] \geqslant 3$, conținută de A la prima iterație, atunci, algoritmul se oprește după un număr de iterații cel mult egal cu $\sum\limits_{n_0^* \in \mathcal{N}_0^*} (\alpha[n_0^*] - 2)$.

Acest din urmă lucru se datorește faptului că la fiecare iterație se reduce cu o unitate gradul a cel puțin unui nod n din A cu $\alpha[n] \geqslant 3$.

Evident, în final, se va obține un arbore parțial minimal, care va conține numai noduri cu gradul 1 sau 2, și care, conform teoremei 2.2, este lanțul hamiltonian minim căutat, L_H^*. Minimalitatea lui L_H^* este imediată, dată fiind construcția algoritmului.

Remarca 3.2. Algoritmul de mai sus reprezintă o descriere detaliată a procesului de determinare a unui lanț hamiltonian minim într-un graf neorientat finit complet cu p noduri (K_p), plecînd de la un arbore parțial minimal, fapt pentru care programarea acestui algoritm pe un sistem electronic de calcul este foarte simplă.

Menționăm că pentru determinarea unui arbore parțial minimal în K_p se poate folosi unul din algoritmii [7], [9], [10].

4. Aplicație practică

Să presupunem că o mașină de colectat corespondența pleacă de la locul de parcare (garare), P și trebuie să strîngă corespondența de la cutiile poștale $c_1, c_2, \ldots, c_p$, după care, întreaga corespondență trebuie pepusă la oficiul de cartare O.

Problema care se pune este ca mașina să treacă o dată și numai o dată pe la fiecare cutie poștală, astfel încît traseul parcurs să fie minim și deci implicit consumul de combustibil minim.

Considerînd P, $c_1, c_2, \ldots, c_p$, O, ca fiind nodurile $\mathcal{N}$ ale unui graf $G = \langle \mathcal{N}, \mathcal{M} \rangle$ iar străzile ce leagă aceste puncte ca fiind muchiile sale $\mathcal{M}$, atunci, rezolvarea problemei revine la determinarea unui lanț hamiltonian minim, în graful K_{p+2}, unde valorile $\sigma(m)$, $m \in \mathcal{M}$, vor reprezenta de data aceasta lungimea străzii (muchiei) m.

Evident, determinarea unui lanț hamiltonian minim își găsește largi aplicații și în alte probleme de optimizare a transporturilor, precum și în diverse domenii de activitate în care se utilizează ca modele matematice grafurile (vezi [2], [3], [4], [5], [12]).

5. Exemplu numeric

Vom aplica algoritmul 3.1 grafului K_8, pentru care nodurile sînt numerotate $n_1, n_2, \ldots, n_8$, iar costul $\sigma([n_i, n_j]) = \sigma([n_j, n_i])$ se găsește în tabelul de mai jos la intersecția liniei i cu coloana j, $(i < j)$.

2	3	4	5	6	7	8	
302	607	315	310	308	309	321	1
	323	45	35	14	7	5	2
		308	311	317	313	322	3
			12	32	21	15	4
				42	38	19	5
					31	36	6
						18	7

Arborele parțial minimal corespunzător configurației de mai sus este cel din figura 1.

Arborele din figura 1 nu este un lanț hamiltonian, deoarece $\alpha[n_2] = 4$ și $\alpha[n_4] = 3$. Aplicînd algoritmul descris mai sus găsim o creștere minimă a costului egală cu 3 corespunzătoare adăugării muchiei $[n_3, n_5]$ și eliminării muchiei $[n_3, n_4]$ sau o creștere minimă a costului egală cu 4, corespunzătoare adăugării muchiei $[n_8, n_5]$ și eliminării muchiei $[n_4, n_8]$. Deci, minimul creșterii costului se obține prin adăugarea muchiei $[n_3, n_5]$ și eliminarea muchiei $[n_3, n_4]$, conducînd la arborele din figura 2. (am obținut astfel $\alpha[n_4] = 2$).

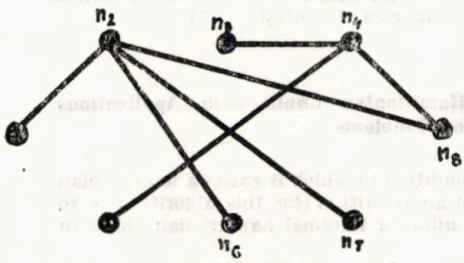


Fig. 1

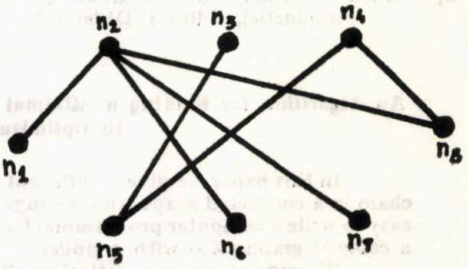


Fig. 2

[illegible] e pentru acest arbore se obține o creștere minimă a [illegible] corespunzătoare adăugării muchiei $[n_1, n_6]$ și elimi- [illegible] $_2]$, conducînd la arborele din figura 3. (am obținut [illegible].

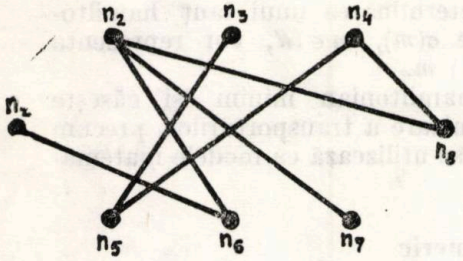


Fig. 3

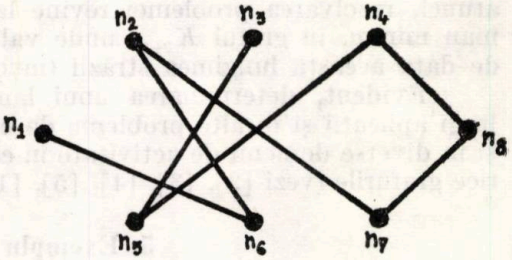


Fig. 4

Pentru acest arbore se obține o creștere minimă a costului egală cu 13 prin eliminarea muchiei $[n_2, n_8]$ și adăugarea muchiei $[n_7, n_8]$. Se obține astfel arborele din figura 4, arbore pentru care $\alpha[n_i] \leqslant 2$, $i = 1, 2, \ldots, 8$, i.e., un lanț hamiltonian minim de lungime 85.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Berge C.*, Graphes et hypergraphes, Dunod, Paris, 1970.
[2] *Berge C.*, Théorie des graphes et se applications, Dunod, Paris, 1958.
[3] *Busacker R. C., Saaty T. L.*, Finite graphs and networks (An introduction with applications), Mc Graw Hill, New York, 1965.
[4] *Christofides N.*, Graph theory (An algorithmic approach) Academic Press, New York, 1975.
[5] *Ionescu T.*, Grafuri. Aplicații (vol I și II), Editura didactică și pedagogică București 1975.
[6] *König D.*, Theorie der endlichen und unendlichen graphen, Leipzig, 1936.
[7] *Kruskal J. B.*, On the shortest spanning subtree of a graph, Proc. A.M.S., 7, 1956.
[8] *Marcu D.*, Determinarea arcelor esențiale într-un graf oriental finit. Studii și cercetări de calcul economic și cibernetică economică, 2, 1975.
[9] *Marcu D.*, O metodă de determinare automată a unui arbore parțial minimal, Informatica în transporturi și telecomunicații, 31, 1979.
[10] *Marcu D.*, O aplicație a grafurilor la proiectarea unei rețele optime de radio-comunicație Informatica în transporturi și telecomunicații, 33, 1980.
[11] *Marcu D.*, Un algoritm de determinare a unui lanț hamiltonian minim cu aplicații în optimizarea transporturilor, Revista Transporturilor și Telecomunicațiilor, 5, 1980.
[12] *Văduva I., Dinescu C., Săvulescu C.*, Modele matematice de organizare și conducere a producției, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1974.

An Algorithm for Finding a Minimal Hamiltonian Chain with Applications in Optimisation Problems

In this paper we give a sufficient condition in which it exists a hamiltonian chain in a connected graph and we suggest an algorithm (for this algorithm is so easy to write a computer programme) for finding a minimal hamiltonian chain in a complet graph (Kp) with p nodes.

We suggest also a practical application of this algorithm in transports optimisation.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

FIZICĂ

C. Z.: 532.783: 621.396.61/62

TESTAREA NEDISTRUCTIVĂ A UNOR CIRCUITE INTEGRATE CU AJUTORUL CRISTALELOR LICHIDE COLESTERICE

CORNELIA MOȚOC, E. SOFRON, R. MITROI, C. ROȘU, C. BĂLȚATU, C. POPESCU*

S-au folosit cristale lichide colesterice pentru testarea nedistructivă a unor circuite integrate (ROB-305 și ROB-397).

Suprafața circuitului integrat a fost acoperită de un strat subțire de cristal lichid colesteric. În timpul funcționării în curent continuu apar modificări de culoare și modificări morfologice în stratul de cristal lichid, ca urmare a încălzirii; se pot determina hărți termice și poziția defectelor.

În acest mod se pot obține informații cu privire la schema optimă a circuitului integrat.

Introducere

Testarea cu cristale lichide a unor structuri simple de dispozitive discrete și integrate a scos la iveală noi posibilități de caracterizare termoelectrică, în condiții reale de lucru, a unei game variate de componente active și circuite integrate. Într-o astfel de caracterizare este necesar să cunoaștem principalele proprietăți fizice ale cristalelor lichide, utilizate la testarea caracteristicilor constructive și funcționale pentru diferite tipuri structurale de dispozitive și circuite integrate cu semiconductoare [1, 2].

Referitor la cristalele lichide trebuie să avem în vedere faptul că ele sînt ușor sensibilizate atît pe cale termică, cît și pe cale electrică, iar la structurile de dispozitive și circuite cu semiconductoare polarizate electric se pot găsi zone și chiar puncte de lucru în care au loc variații simultane de cîmp electric și de temperatură. Prin aceste variații se definește comportamentul electro-termic al unei structuri semiconductoare.

Studiile teoretice și practice efectuate în diferite laboratoare de specialitate au scos la iveală faptul că între comportamentul electric și cel termic al diferitelor structuri de dispozitive și circuite cu semiconductoare există o strînsă corelație. Unele din aceste aspecte corelative se pot evidenția ușor numai cu ajutorul straturilor subțiri de cristale lichide [3], tehnică ce presupune parcurgerea următoarelor etape de lucru:

1). *Testarea comportamentului electric* al structurilor semiconductoare, prin polarizarea componentelor active în c.c la nivele mici de curenți

Manuscris predat redacției la data de 19 noiembrie 1980

* Prof. dr.; Lector dr. ing.; Ing.; Asistent ing.; Asistent, Catedra Fizică; Ing. ICCE Băneasa

astfel încît ele să funcționeze într-un regim termic „ușor", adică la temperatura ambiantă. În această etapă se recomandă folosirea cristalelor lichide nematice (CLN), pentru studierea zonelor de lucru în vederea evidențierii distribuțiilor reale de cîmp electric.

2). *Testarea comportamentului termic* al structurilor semiconductoare, care sînt excitate tot electric prin polarizarea componentelor active în c.c., dar la nivele mari de curenți astfel încît ele să funcționeze într-un regim termic „greu", aproape la limita de ambalare termică, adică la temperaturi de lucru situate cu mult peste temperatura ambiantă. În această etapă de lucru se recomandă folosirea cristalelor lichide colesterice (CLC), atît la studierea zonelor de lucru din punctul de vedere al distribuțiilor reale pentru izotermele de încălzire și de răcire, cît și la identificarea diferitelor tipuri de defecte.

Prin combinarea judicioasă a celor două tipuri de teste, precum și prin alegerea celor mai corespunzătoare tipuri de cristale lichide, se pot efectua studii complexe privind comportamentul termic și electric al dispozitivelor și circuitelor integrate cu semiconductoare.

Lucrarea are ca scop studiul nedistructiv al structurilor integrate ROB-305, și ROB-394, fabricate la ICCE-Băneasa, folosind CLC de mai multe tipuri susceptibile de a-și modifica sensibil culoarea în intervalul 75—155°C.

Rezultate experimentale

1. *Testarea comportamentului termic și electric al structurii integrate de tip ROB-305.*

Structura de tip ROB-305, reprezentînd un circuit integrat ce realizează funcția de stabilizare a tensiunii continue are schema de lucru prezentată în fig. 1a. Schema bloc, internă, pentru acest tip de circuit este schițată în fig. 1b; aceasta cuprinde următoarele părți de circuit:

— o referință de tensiune (STR) cu $V_R = 1{,}7$ V

— un etaj amplificator de eroare (A)

— un etaj regulator de tensiune cu două tranzistoare (Q_{14} și Q_{15}, conform schemei electrice din catalog) în configurație Darlington

— un element de protecție la supracurent, realizat cu tranzistorul bipolar Q_{16}.

Schema de lucru din fig. 1a, conține în plus următoarele elemente de circuit:

— o rezistență de limitare R_{sc}, cu care se activează protecția la supracurent în sarcină sau în condiții de scurtcircuit la ieșire,

— un comutator S, care, la închidere, permite anularea efectului de limitare a curentului în sarcină prin R_{sc},

— un condensator C, necesar pentru compensarea în frecvență a amplificatorului de eroare,

— un divizor de tensiune R_1 și R_2, care permite obținerea nivelului dorit de tensiune continuă la ieșire.

Fotografia structurii fizice este redată în fig. 1c și va fi folosită ca „martor" în procesele de testare efectuate pe un lot mic de componente.

Cristalul lichid colesteric, folosit ca indicator, a fost dizolvat într-un solvent ușor volatil (cloroform, tetraclorură de carbon etc) și aplicat pe structura fizică a dispozitivului.

Menționăm că în procesele de încălzire sau de răcire a stratului de CLC apar izoterme caracteristice (de încălzire sau de răcire) care se deplasează în direcția gradienților termici. Prin înregistrarea (fotografierea) succesivă a izotermelor obținute în evoluția lor caracteristică (la încălzirea pe cale electrică sau la răcirea pe cale naturală) se pot obține hărțile termice corespunzătoare structurilor examinate în diferite regimuri de lucru.

Comportamentul termic indus pe cale electrică a structurii circuitului integrat ROB-305 este redat prin intermediul fig. 2.

Structura de circuit ROB-305 a fost mai întîi încălzită prin aplicarea la intrare a unei tensiuni continue de aproximativ 30 V, prin acționarea comutatorului S care scoate din funcțiune tranzistorul limitator Q_{16}, precum și prin efectuarea unui scurtcircuit la ieșire de scurtă durată.

În urma încălzirii (la o temperatură ce poate fi apreciată a fi mai mare de 155°C), stratul de cristal lichid colesteric trece în fază izotropă. Ca urmare a acestui fapt, cînd structura este examinată cu un microscop polarizant prin reflexie, se remarcă o opacizare completă a cîmpului vizual, cînd polaroizii sînt încrucișați. În procesul de răcire se produc tranzițiile lichid izotrop-cristal lichid colesteric — solid, marcate prin diferite texturi birefringente.

Aspectele mai semnificative obținute în aceste condiții sînt următoarele:

Procesul de răcire al stratului de CLC este inițiat în zona diodei Zener DZ_1, care asigură referința de tensiune V_R, în zona A ocupată de tranzistorul limitator Q_{16}, precum și în zona B ocupată de tranzistoarele Q_2 și Q_3 ale amplificatorului de eroare, tensiunea de intrare fiind anulată (Fig. 2a). Într-o etapă ulterioară apare fenomenul de cristalizare a lichidului mezomorf, mai întîi pe padurile afectate conexiunilor exterioare (Fig. 2b); apoi, zonele de răcire se extind pe suprafața structurii examinate, de la margini spre centrul acesteia, fiind inițiate și la nivelul componentelor Q_3, Q_{12} și Q_{17} (Fig. 2c). Procesul de răcire se extinde pînă în vecinătatea zonei ocupate de tranzistorul regulator serie Q_{15} (de putere medie), care rămîne destul de caldă un timp mai îndelungat (fig. 2d). Se remarcă faptul că zona ocupată de tranzistorul limitator Q_{16} este tot rece, deoarece circuitul de limitare nu a funcționat la aplicarea tensiunii de intrare [4].

Aspectele obținute la răcire diferă în cazul aplicării altor condiții de lucru.

Structura de circuit ROB-305 a fost reîncălzită prin aplicarea la intrare a unei tensiuni continue de $\sim$40V, în condițiile eliberării contactului S și a efectuării unui scurtcircuit la ieșire de scurtă durată *). Se remarcă următoarele:

Procesul de răcire se extinde aproape pe toată suprafața structurii (fig. 3a), iar zona ocupată de tranzistorul Q_{16} apare mai caldă decît aceeași zonă indicată în fig. 2a, cînd condițiile inițiale au fost diferite. Într-o ultimă etapă, răcirea se manifestă prin tranziția de fază colesteric-cristal solid; conform fig. 3b, răcirea stratului de CLC se face de la marginile de sus și din dreapta spre cele din stînga și de jos ale structurii examinate, care rămîn calde pînă la atingerea temperaturii ambiante de lucru. Acest

* În acest regim de lucru, tranzistorul Q_{16} este mai solicitat din punct de vedere termic decît Q_{16}.

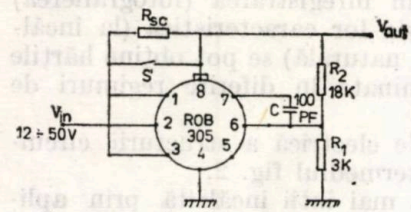


Fig. 1 (a) Schema de lucru a circuitului integrat ROB-305

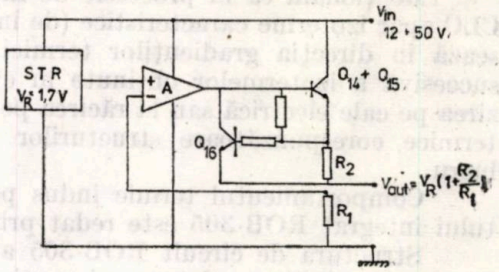


Fig. 1 (b) Schema bloc internă a circuitului ROB-305

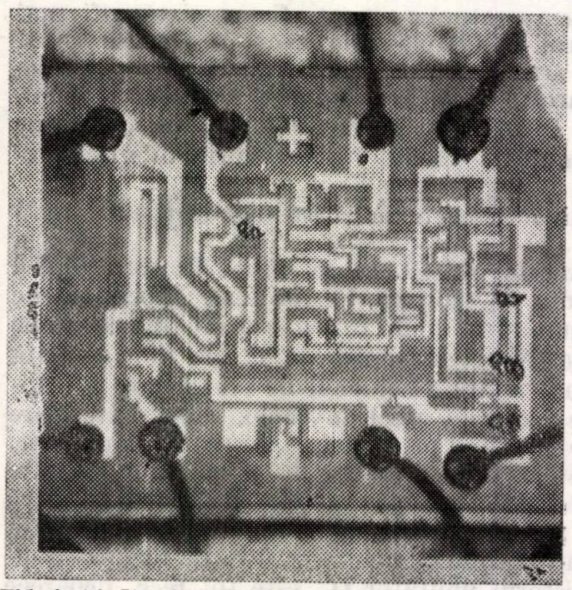


Fig. 1 (c) Structura fizică a dispozitivului integrat ROB-305 obţinută prin microscopie metalografică.

rezultat se datoreşte modului cum a fost concepută geometria structurii testate, adică poziţionării zonelor în care se află tranzistorul limitator Q_{16} şi cel regulator serie Q_{15}; faptul că aceste zone se află situate aproape de marginile din stînga şi de jos, pentru structura ROB-305, face ca ele să fie ultimele zone de răcire.

2. *Testarea comportamentului termo-electric al structurii integrate de tip ROB-394.*

Structura integrată de tip ROB-394, proiectată şi realizată prin tehnologia monolitică, conţine, de fapt, două tranzistoare *npn* perechi pe substrat comun (fig. 4a).

Tranzistoarele realizate prin tehnologie monolitică se disting de cele clasice, avînd o structură tot plană, prin aceea că noile tipuri de tranzistoare necesită patru straturi semiconductoare separate prin trei joncţiuni (fig. 4b), în loc de trei straturi separate prin două joncţiuni. Cele două tranzistoare integrate, realizate prin tehnologia monolitică, sînt izolate între ele prin două diode de separare, al căror anod este comun şi reprezintă chiar substratul (fig. 4c).

Cînd substratul p se află la un potenţial mai negativ decît oricare dintre potenţialele celor două colectoare, diodele D_1 şi D_2 sînt blocate şi astfel cele două tranzistoare integrate sînt separate din punct de vedere electric. Dacă se ia în considerare şi efectul capacităţilor de barieră ale celor două joncţiuni de izolare, atunci ele introduc totuşi un cuplaj electrostatic între componentele active T_1 şi T_2 realizate prin tehnologia monollitică.

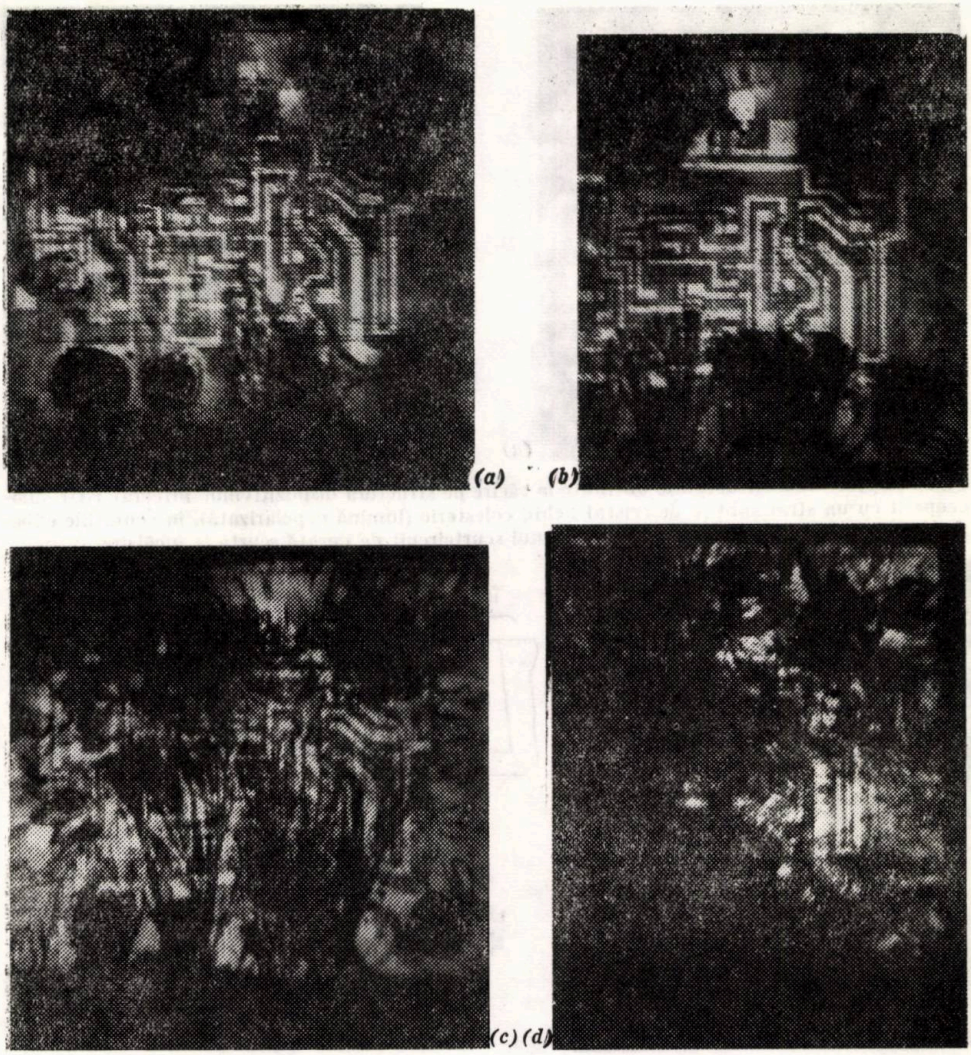


Fig. 2 Aspecte microstructurale obținute la răcire pe structura dispozitivului integrat ROB-305 acoperit cu un strat subțire de cristal lichid colesteric (lumină naturală), în condițiile aplicării la intrare a unei tensiuni de 30V și acționării comutatorului *S*.

Aplicînd o metodologie de testare similară celei descrise în 1, în condițiile normale de funcționare se relevă :

— Inițierea unui proces de încălzire locală pentru stratul de CLC din zona unei treceri de tip cross-over (fig. 5a), care se dovedește a fi subdimensionată din punct de vedere geometric și electric atunci cînd se polarizează tranzistorul T_1 în c.c.

— Inițierea altui proces de încălzire locală pentru stratul de CLC din vecinătatea zonei emitorului E_{21}, care prezintă defecte tehnologice și de proiectare la joncțiunea colector-bază a tranzistorului T_2, atunci cînd acesta este polarizat în c.c. (fig. 5b).

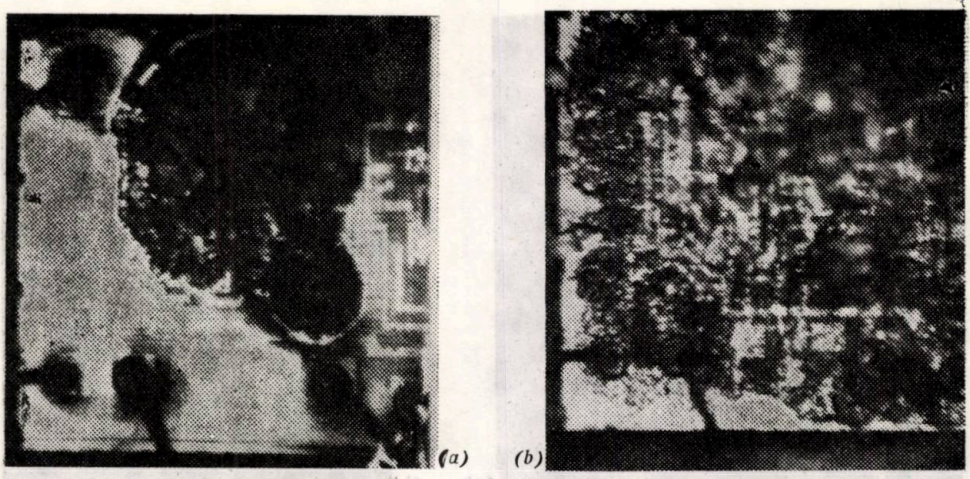


Fig. 3 Aspecte microstructurale obţinute la răcire pe structura dispozitivului integrat ROB-305 acoperit cu un strat subţire de cristal lichid colesteric (lumină nepolarizată), în condiţiile eliberării contactului S şi efectuării unui scurtcircuit de durată scurtă la încălzire.

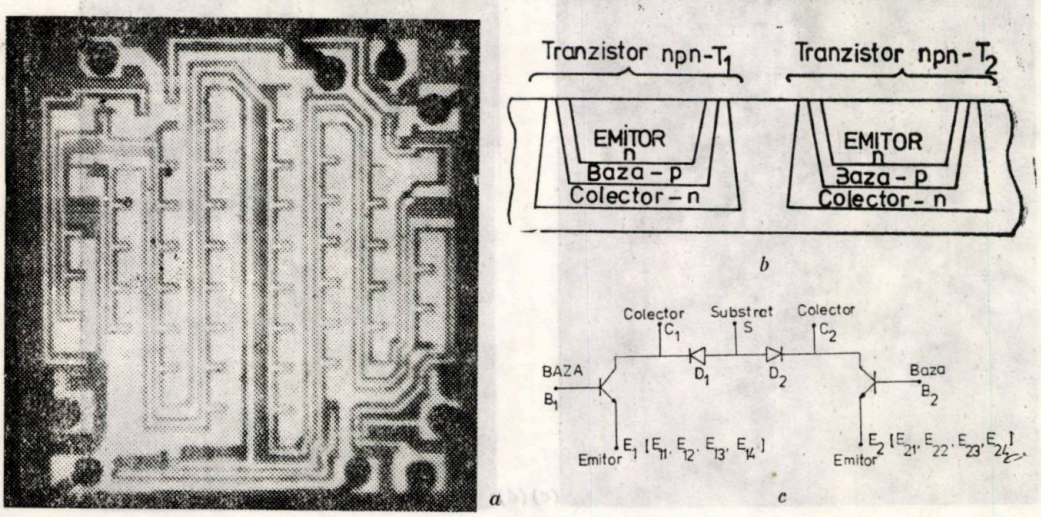


Fig. 4 (a) Structura fizică a dispozitivului integrat ROB-394 (b) Secţiune printr-o pastilă de siliciu conţinînd cele două tranzistoare integrate ale dispozitivului ROB-394 (c) Circuitul şi conexiunile realizate pentru cele două tranzistoare integrate ale dispozitivului ROB-394.

— Extinderea procesului de încălzire a stratului de CLC depus pe structura examinată, de la marginea din dreapta (corespunzătoare tranzistorului „cald" T_2-polarizat electric în c.c) spre marginea din stînga (corespunzătoare tranzistorului „rece" T_1-nepolarizat). Conform fig. 5c izotermele de încălzire înaintează din zona emitorului E_{21} înspre zona emitorului E_{24}; prezenţa unor pete (denumite şi „zone reci") pe emitorii E_{12} şi E_{21} ai tranzistorului T_1 indică temperaturi locale mai scăzute.

Prin forţarea polarizării în c.c a tranzistorului T_2, procesul de încălzire continuă peste temperatura de tranziţie CLC-lichid izotrop.

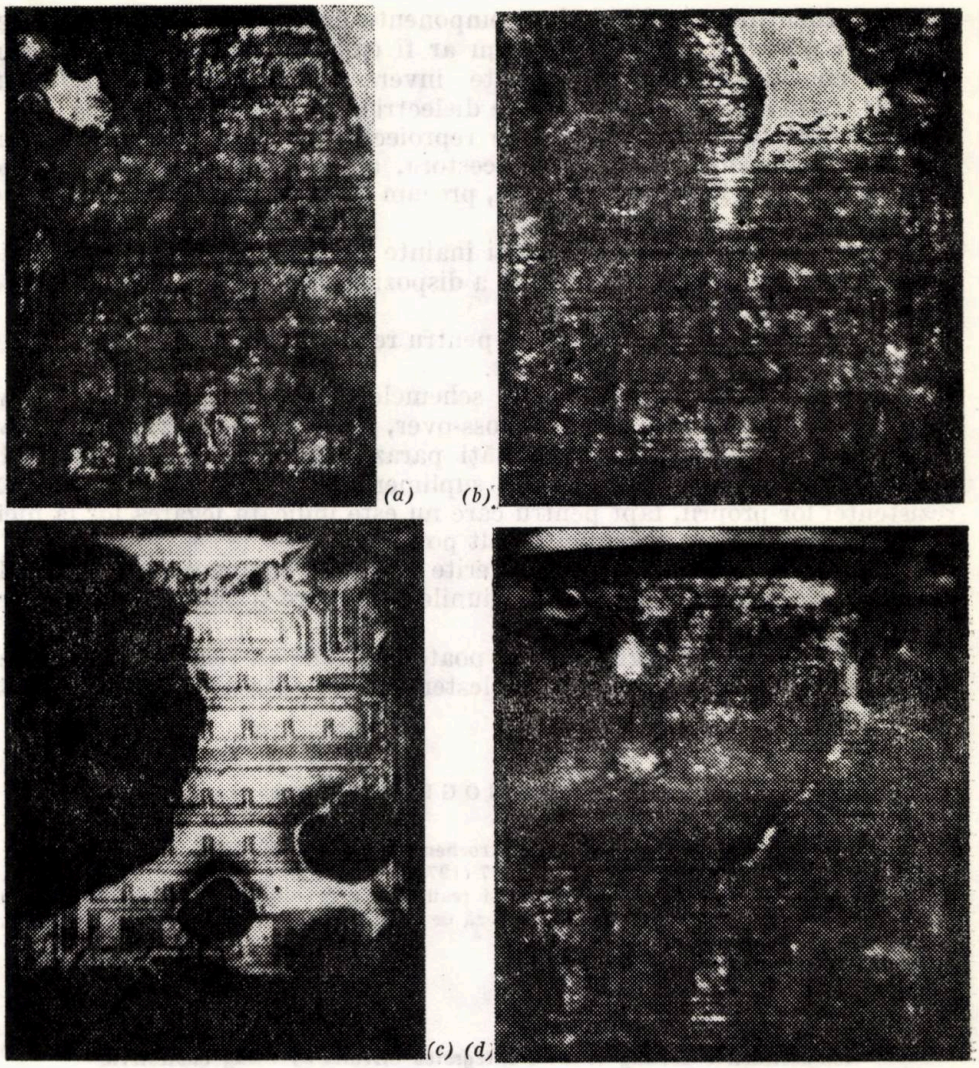


Fig. 5 (a), (b) și (c) Aspecte microstructurale obținute la încălzirea dispozitivului ROB-394 acoperit cu un strat subțire de cristal lichid colesteric, (d) Aspect obținut la răcire (lumină naturală).

După deconectarea tensiunilor, la răcirea structurii se mai pot detecta chiar după 1—2 minute zone mai calde delimitate de izotermele caracteristice (fig. 5d).

Concluzii

Utilizarea straturilor subțiri de CLC pentru testarea comportamentului termic al unor dispozitive și circuite integrate cu semiconductoare, indus, pe cale electrică, a permis evidențierea următoarelor aspecte :

1. Localizarea defectelor de material și a străpungerilor diferitelor joncțiuni semiconductoare, precum și a ferestrelor subdimensionate pentru contacte.

2. Identificarea diferitelor componente de circuit, precum şi a elementelor parazite asociate lor, cum ar fi capacităţile de izolare la joncţiunile colector-substrat polarizate invers şi capacităţile de tipul Al-SiO_2-Si în care SiO_2 joacă rol de dielectric.

3. Stabilirea unor criterii de reproiectare a structurilor existente, în scopul ameliorării fiabilităţii acestora, a reducerii cuplajului termic dintre diferitele elemente de circuit, precum şi a minimizării numărului de componente.

Din aspectele evidenţiate mai înainte decurg unele indicaţii referitoare la implementarea tehnologică a dispozitivelor şi circuitelor integrate cu semiconductoare, cum ar fi:

— Alegerea numărului optim pentru regiunile de izolare în care sînt grupate toate elementele de circuit.

— Cercetarea amănunţită a schemelor electrice pentru evitarea, pe cît posibil a trecerilor de tip cross-over, deoarece ele oferă soluţii mai puţin elegante şi prezintă capacităţi parazite în raport cu substratul. Pe astfel de legături au loc căderi suplimentare de tensiune, datorită rezistenţei lor proprii, fapt pentru care nu este indicată legarea lor la nici o sursă de alimentare şi la nici un alt potenţial.

— Definirea formei pentru diferite tipuri de componente, în scopul stabilirii dimensiunilor reale la regiunile de izolare şi micşorării efectelor lor parazite.

Pe baza acestor argumente se poate conchide că tehnica de testare nedistructivă cu cristale lichide colesterice este extrem de avantajoasă şi de versatilă.

BIBLIOGRAFIE

[1] *I. P. Garbarino, D. R. Sandison*, J. Electrochem. Soc. *120*, 834 (1973)
[2] *H. Klose*, Phys. Status Solidi (a), *16* K 97 (1973)
[3] *E. Sofron*, „Contribuţii privind studiul şi realizarea unor dispozitive optoelectronice cu materiale noi (cristale lichide) Teză de Doctorat, Institutul Politehnic Bucureşti, 1977
[4] Catalog, ICCE—Băneasa, 1980

Non-destructive Testing of Some Integrated Circuits by Using Cholesteric Liquid Crystals

Cholesteric liquid crystals were used for non-destructive technique of some integrated circuits (ROB-305 and ROB-397).

The surface of the integrated circuit was covered by a thin cholesteric liquid crystal layer. During the d.c. operation, morphological and colour changes in the liquid crystal structure are revealed as a result of heating; thermal maps and defect location may be determined.

In this way, the references concerning the best scheme for the integrated circuit are obtained.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

C. Z.: 535.14
537.311.33

DETERMINAREA TIMPULUI DE VIAȚĂ AL PURTĂTORILOR MINORITARI UTILIZÎND BALEIAJUL UNUI FASCICUL LASER

G. A. STANCIU, I. M. POPESCU, C. M. STOICHIȚĂ *

Este prezentată o metodă de măsură a timpului de viață al purtătorilor minoritari în joncțiuni semiconductoare P-N utilizînd un sistem de baleiaj digital cu fascicul laser (632,8 nm).

Experiențele sînt realizate pe tranzistoare PNP de comutație. Comparația cu altă metodă îi confirmă valabilitatea.

Introducere

Afișarea fotocurentului indus de un spot de lumină provenit de la sursele clasice sau de la sursele laser, baleiat pe suprafața dispozitivelor semiconductoare, are largi aplicații în studiul acestora [1]. În lucrările [2—5] sînt efectuate măsurători de lungimi de difuzie ale purtătorilor minoritari utilizîndu-se fascicule de lumină.

Lindström [6] utilizează baleiajul unui fascicul provenit de la un laser cu He-Ne pentru determinarea lungimii de difuzie a purtătorilor minoritari în regiunile unei joncțiuni pn, dar rezultatele obținute sînt lipsite de precizie datorită unei focalizări necorespunzătoare a spotului.

În lucrarea de față se prezintă o metodă rapidă de determinare a lungimii de difuzie și apoi a timpului de viață al purtătorilor minoritari (electroni) în colectorul unui tranzistor PNP de comutație prin utilizarea baleiajului automat al unui fascicul laser, efectuat de un sistem digital.

1. Rezultate experimentale

1.1. *Sistem de baleiaj utilizat*

În experiență este utilizat fasciculul unui laser cu He-Ne acordat pe lungimea de undă λ 632,8 nm și avînd o putere de 5 mW. Prin utilizarea a doi polarizori plasați la ieșirea laserului, intensitatea fasciculului a fost mult redusă pentru a se evita saturarea unor zone ale dispozitivului, lucrîndu-se în condiții de semnal unic.

Baleiajul fasciculului laser în planul xy a fost efectuat prin utilizarea a două galvanometre acționate digital, iar focalizarea pe probă s-a realizat cu un dispozitiv microscopic al cărui obiectiv are mărirea 20x. O descriere în detaliu a sistemului de baleiaj a fost dată anterior [7—8].

Manuscris predat redacției la data de 3 septembrie 1980
* Asistent; Prof. dr. ing., Catedra Fizică; Student

Pe axa Y a osciloscopului cu memorie pe care se obține afișajul se introduce suma a două semnale : o tensiune foto luată de pe o rezistență înseriată cu joncțiunea bază-colector a tranzistorului de comutație și o tensiune proporțională și în fază cu aceea de acționare a deflectorului Y. Astfel, pe ecran se obține un sistem de grafice. S-a lucrat cu un număr de două grafice pentru a se obține o imagine simplă, prezentîndu-se în același timp regiunea de interes.

1.2. *Dispozitivul utilizat*

S-au efectuat măsurători ale timpului de viață al electronilor în colectorul unui tranzistor PNP de comutație cu siliciu, avînd în vedere că acesta influențează parametrii importanți ai tranzistorului ca : timp de stocare, frecvență de tăiere, cîștig de curent. Tranzistorul studiat este dopat cu aur ale cărui nivele adînci introduse în banda interzisă controlează timpul de viață al purtătorilor minoritari.

O microfotografie a suprafeței tranzistorului este prezentată în figura 1 indicîndu-se regiunea explorată de fasciculul laser baleiat.

O secțiune în acest tranzistor este dată în figura 2.

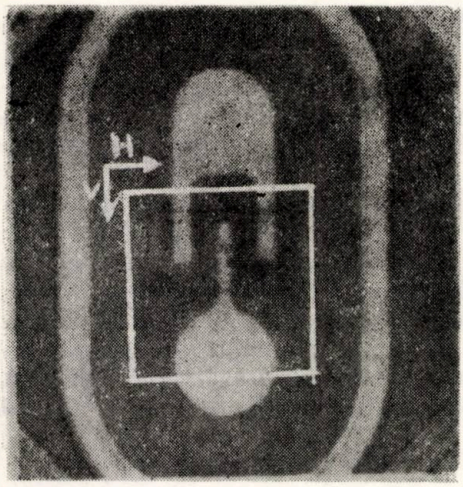


Fig. 1. Microfotografia suprafeței tranzistorului

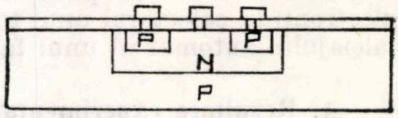


Fig. 2. Microsecțiune a tranzistorului PNP de comutație

Concentrația de goluri a colectorului este de 10^{16} atomi/cm^3, iar concentrația atomilor de aur a fost determinată de noi pe o diodă N P difuzată cu aur în aceleași condiții obținîndu-se $7 \cdot 10^{14}$/cm^3.

1.3. *Interpretarea rezultatelor experimentale*

Determinările efectuate de noi au avut la bază faptul cunoscut, că în condițiile unei stări staționare fotocurentul unei joncțiuni este funcție de distanța la joncțiune a spotului luminos, adică

$$I_{foto} = I_0 \exp(-x/L) \qquad (1)$$

unde I_{foto} este fotocurentul joncțiunii, x_0 reprezintă distanța spotului față de joncțiune, iar L este lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari. Dacă se cunoaște lungimea de difuzie L, se poate obține timpul de viață τ, al purtătorilor minoritari utilizînd relația

$$\tau = \frac{L^2}{D} \tag{2}$$

unde D reprezintă coeficientul de difuzie al acestor purtători.

S-a lucrat cu un coeficient de difuzie al electronilor D , determinat pentru concentrația colectorului de $10^{22}/cm^3$, din curbele prezentate în lucrarea [9] pentru temperatura de 298 K. Valoarea coeficientului de difuzie în aceste condiții este 28 cm^2/sec.

Determinarea lungimii de difuzie a electronilor în colectorul tranzistorului s-a făcut utilizînd curba obținută pe ecranul osciloscopului în timpul efectuării unei linii de baleiaj (laser) pe suprafața dispozitivului. În figura 3 graficul inferior reprezintă fotocurentul generat de o linie de baleiaj în regiunea centrală a tranzistorului. Minimul central reprezintă contactul de bază, iar cele două minime laterale metalizările de emitor. Cele două maxime laterale corespund valorilor curenților de generare rezultați cînd fluxul de lumină se află în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii colector-bază. Scăderea fotocurentului cu creșterea distanței față de regiunea de sarcină spațială se datorește recombinării care, în acest caz, este dictată de trapele introduse de aur în siliciu.

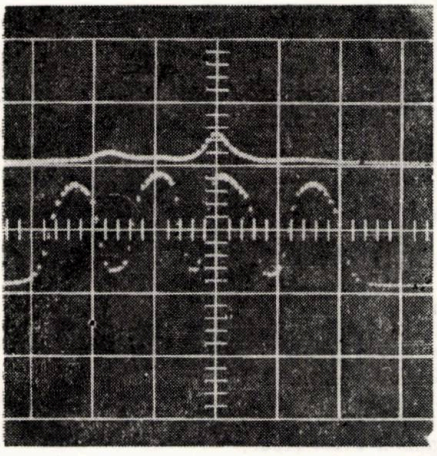


Fig. 3. Fotocurenții generați de două linii de baleiaj (laser)

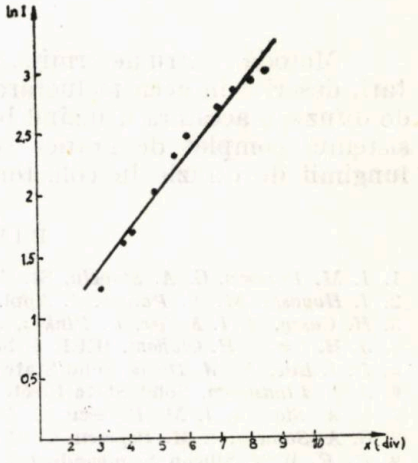


Fig. 4. Variația fotocurentului I cu distanța la marginea regiunii de golire (1 div = 3 μm).

În figura 4 se află reprezentarea grafică a dreptei

$$\ln I = -\frac{x}{L} + \ln I_0.$$

Panta acesteia reprezintă inversul lungimii de difuzie a purtătorilor. S-a

obținut pentru pantă valoarea $\frac{1}{3}$ div^{-1}. Ținînd seama că o diviziune are 3 μm lungimea de difuzie este:

$$L_n = 9 \ \mu m$$

Folosind relația (2), pentru timpul de viață, τ_n, al electronilor în colectorul tranzistorului, s-a obținut valoarea $2{,}89 \cdot 10^{-8}$ S.

Noi am făcut un calcul al aceluiași timp de viață utilizînd metoda propusă de Bullis [10].

Este cunoscut că în materiale puternic p, timpul de viață al electronilor este independent de dopaj și poate fi scris [10]:

$$\tau_{n02} = \frac{1}{\sigma_{n02} \, V \, N_{Au}} \qquad (1)$$

unde σ_{n02} reprezintă secțiunea eficace de captură la atomii de aur, V_n este viteza termică a electronilor și N_{Au} reprezintă concentrațiile atomilor de aur din colector.

Bemski [11] a determinat σ_{n02} la temperatura de 300 K obținînd valoarea $3{,}5 \cdot 10^{-15}$ cm^2, iar Fairfaild și Gokhale [12] au obținut lucrînd la aceeași temperatură valoarea $6{,}3 \cdot 10^{-8}$ cm^2. Considerînd pentru viteza termică a electronilor valoarea 10^7 m/s și calculînd τ_n cu o concentrație a atomilor de aur de $7 \cdot 10^{22}$ cm^2 se obțin pentru timpul de viață al electronilor valorile: $2{,}26 \cdot 10^{-8}$ S și respectiv $4{,}08 \cdot 10^{-8}$ S.

Concluzii

Metoda pentru determinarea timpului de viață al purtătorilor minoritari, descrisă în această lucrare are la bază obținerea rapidă a lungimii de difuzie a acestora utilizînd baleiajul cu fascicul laser. Dacă se folosește sistemul complet de grafice se poate pune în evidență uniformitatea lungimii de difuzie în colectorul tranzistorului.

BIBLIOGRAFIE

1. *I. M. Popescu, G. A. Stanciu*, St. Cerc. fiz. 5, 455, (1977).
2. *I. Hayashi, M. B. Panish*, J. Appl. Phys. 41, 150 (1970).
3. *H. Casey, B. I. Miller, E. Pinkas*, J. Appl. Phys. 44, 1281, (1973).
4. *J. H. Smith, H. Oldham*, IEEE J. Solid State Circuits SC-12, 247 (1977).
5. *D. I. Lile, N. M. Davis*, Solid State Electronics 18, 699 (1975).
6. *J. L. Lindström*, Solid State Electronics 14, 827 (1971).
7. *G. A. Stanciu, I. M. Popescu, C. M. Stoichița*, Revue de Physique Appliquée.
8. *G. A. Stanciu, I. M. Popescu, C. M. Stoichița*, Stud. Cercet. Fiz., 33, 3, (1981).
9. *H. F. Wolf*, Silicon Semiconductor Data, Pergamon Press (1969).
10. *W. M. Bullis*, Solid State Electronics 9, 143 (1966).
11. *G. Bemski*, Phys. Rev. 111, 1515 (1958).
12. *J. M. Fairfaild, și B. V. Gokhale*, Solid State Electronics 8, 686 (1965).

A Method to Measure Minority Carrier Lifetimes Using Laser Scanning Digital System

A method to measure the minority carrier lifetime in P-N semiconductors junctions has been developed using a scanning laser digital system (λ 632,8 nm).

The experiments were carried out on PNP silicon switching transistors. Comparison with other method confirms the usefulness of the method.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ“
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

ELECTROTEHNICĂ

C. Z.: 621.317

CONSIDERAȚII PRIVIND DIMENSIONAREA UNUI ȘUNT COAXIAL PENTRU CURENȚI INTENȘI

G. HORTOPAN *

Se prezintă considerații privind dimensionarea unui șunt coaxial de 80kA, utilizat în stațiile de încercări de mare putere, în regim de funcționare ciclică. Sînt date relații de calcul pentru procesele termice și forțele electrodinamice impuse de condițiile de exploatare. Se dau indicații privind dimensionarea rețelei utilizate la compensarea timpului de răspuns.

În laboratorul de încercări de mare putere EdF-Renardières, este necesar a se măsura curenți intenși cu valoarea efectivă de 80kA pe durata de 1s și cu valoarea curentului de lovitură de 250kA. Un regim de funcționare de 10 cicluri cu trecerea curentului de 80kA (1s) la 8 minute, asigură folosirea intensivă a instalațiilor. De asemenea, condițiile de exploatare impun două treceri de curent de 80KA (1s) separate printr-o pauză de 60s. Pentru a măsura asemenea curenți este necesar a se folosi un șunt coaxial care să aibă un timp de răspuns mai mic decît 5μs.

În cele ce urmează se prezintă unele considerații care au stat la baza elaborării proiectului de șunt coaxial, avînd parametrii menționați, ca și unele rezultate experimentale privind determinarea răspunsului indicial pentru modelul realizat. Autorul presupune că cititorului îi sînt cunoscute noțiunile generale de construcție și utilizare a șunturilor coaxiale [1, 2].

1. Regimul termic

În regim adiabatic se poate determina [1] grosimea tolei cilindrului rezistiv cu relația:

$$\delta = \frac{I}{2\pi r_m}\sqrt{\frac{\rho t}{c_1 \theta}} \tag{1}$$

unde s-a notat:

δ — grosimea tolei;
I — intensitatea curentului; valoarea efectivă;
r_m — raza medie a tubului rezistiv;

Manuscris predat redacției la data de 21 august 1980

* Prof. dr. ing., Catedra Măsuri și aparate electrice

ρ — rezistivitatea materialului;
t — durata încălzirii;
c_1 — căldura specifică volumică;
θ — supratemperatura admisă.

Aceeaşi grosime a tubului rezistiv, în funcţie de timpul de răspuns T_r [2], este dată de relaţia:

$$\delta = \sqrt{\frac{6\rho T_r}{\mu_0}} \tag{2}$$

Se poate bine observa că, în domeniul curenţilor intenşi, urmărind obţinerea unui timp de răspuns cît mai mic, relaţiile (1) şi (2) sînt antagoniste. În timp ce după relaţia (1) se cere o grosime mare a tubului rezistiv, pentru curenţi intenşi, relaţia (2) arată că pentru a obţine un timp de răspuns acceptabil, această grosime trebuie să fie mică.

În ce priveşte supratemperatura admisă a tubului rezistiv, aceasta este limitată de doi factori şi anume:

a) conservarea proprietăţilor mecanice ale construcţiei,

b) abateri relativ reduse ale rezistenţei electrice pentru supratemperatura admisă.

Un material corespunzător este manganina [3] care poate avea un coeficient de temperatură al rezistivităţii $\alpha_R = \pm 1 \cdot 10^{-5}$ grd^{-1}.

Supratemperatura materialului rezistiv, după un număr mare de cicluri se calculează [4] cu relaţia:

$$\theta_{2n\pm1} = \frac{1 - A_1}{1 - A_1 A_2}\,\theta_{max} \tag{3}$$

unde s-a notat:

$$\theta_{max} = \frac{\rho J^2 A}{\alpha l_p} \tag{4}$$

$A_1 = e^{-\frac{\Delta t_1}{T_1}}$;

$A_2 = e^{-\frac{\Delta t_2}{T_2}}$;

A — aria secţiunii active;
T_1 — constanta de timp la încălzire;
T_2 — constanta de timp la răcire;
α — transmisivitatea căldurii la periferia tubului rezistiv;
l_p — lungimea periferică a secţiunii transversale.

După cum arată relaţia (3) supratemperatura în regim ciclic este influenţată de transmisivitatea căldurii α. La un şunt coaxial ecranat evacuarea în mod natural a căldurii dezvoltate în materialul rezistiv este sensibil diminuată de prezenţa ecranului. De aceea s-a recurs la o răcire forţată ($\alpha = 60 \ldots 80$ W/m^{2}grd) realizată cu ajutorul unui ventilator.

Calculele arată că supratemperatura produsă de regimul termic ciclic este mai mică ($\theta_{2n\pm1} \approx 90$ grd) în raport cu supratemperatura produsă ($\theta \approx 140$ grd) în cazul regimului definit de două treceri de 80kA, separate printr-o pauză de 60 s.

Aerul care servește la răcirea tubului rezistiv este aspirat prin canalul inelar format între tubul rezistiv și ecran. Temperatura absolută T_2 a aerului la ieșire [4] se calculează cu relația:

$$T_2 = T_0 + \frac{Q_M}{c_p} - \frac{w_2^2}{R} \cdot \frac{\varkappa - 1}{2\varkappa} \tag{5}$$

unde s-a notat:

T_0 — temperatura absolută a aerului la intrare;
$Q_M = \dot{Q}/\dot{M}$ — energia extrasă de unitatea de masă de aer;
$\dot{Q}$ — puterea disipată de tubul rezistiv;
$\dot{M}$ — debitul masic de aer de răcire;
w_2 — viteza de ieșire a aerului;
c_p — căldura specifică a aerului;
n — exponentul adiabatic al aerului;
R — constanta gazelor.

Diferența $T_2 - T_0$ reprezintă supratemperatura aerului de răcire. Această supratemperatură trebuie menținută în limite de 10...25 K pentru a nu afecta în mod sensibil temperatura materialului rezistiv.

2. Solicitarea electrodinamică

Suntul coaxial este prevăzut cu ecran în scopul diminuării forțelor electrodinamice și în scopul eliminării interferenței produse de cîmpurile electromagnetice exterioare.

Tubul rezistiv este supus presiunii [2], exercitată din exterior către interior, dată de relația:

$$p_1 = \frac{\mu_0 i^2}{8\pi^2 r_1^2} \tag{6}$$

unde s-a notat:

i — intensitatea curentului valoare maximă instantanee;
r_1 —raza medie a tubului rezistiv.

Presiunea dată de relația (5) conduce la o forță de strivire, pe unitatea de lungime, dată de relația:

$$T_1 = p_1 r_1 \tag{7}$$

Ecranul este supus unei presiuni, exercitată din interior către exterior, dată de relația:

$$p_2 = \frac{\mu_0 i^2}{8\pi^2 r_2^2} \tag{8}$$

unde r_2 este raza medie a ecranului. Acesta este supus, pe unitatea de lungime la forța de întindere:

$$T_2 = p_2 r_2 \tag{9}$$

3. Soluția constructivă

În figura 1 este prezentată soluția constructivă a șuntului coaxial de 80 kA, 1s, destinat a funcționa în regimul ciclic menționat.

Rezistența electrică măsurată în curent continuu, a șuntului este $(4{,}07 \pm 0{,}01)\ 10^{-5}\Omega$.

Pentru a diminua timpul de răspuns intrinsec și deci pentru a reduce la maximum grosimea tubului rezistiv s-a recurs la răcirea forțată a tubului rezistiv. Ventilatorul 3 aspiră aer din canalul inelar format între tubul rezistiv și ecran.

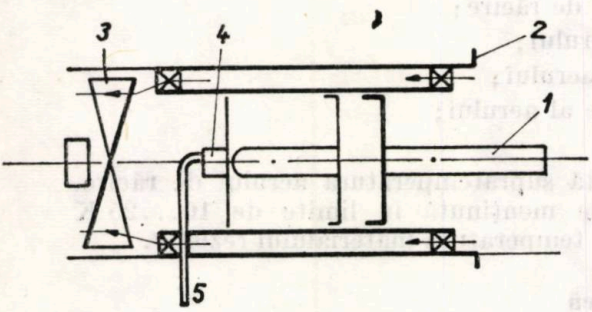


Fig. 1. Soluția constructivă pentru șuntul de 80kA,1s : 1, 2 — bornele șuntului ; 3 — ventilator ; 4 — rețea de compensare ; 5—cablu coaxial.

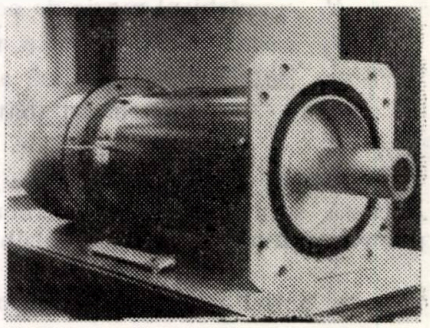


Fig. 2. Suntul coaxial 80kA,1s.

Construcția este autoportantă și necesită efectuarea de conexiuni coaxiale la bornele 1, 2 ale șuntului. Această construcție permite folosirea șuntului coaxial, la alegerea utilizatorului, cu răspuns natural sau cu răspuns compensat. Timpul de răspuns în varianta necompensat este de 4,33 μs, iar în varianta compensat acest timp este diminuat cu un ordin de mărime. O fotografie a șuntului coaxial de 80kA, 1s este dată în figura 2.

4. Compensarea timpului de răspuns

Principiul compensării timpului de răspuns a fost aplicat de Prof. A. Schwab [5] în cazul șunturilor cu bare (Reusenmesswiderstand).

Autorul a folosit acest principiu și la șuntul de 80kA, în execuție tubulară [1, 2]. Principiul compensării se urmărește pe schema electrică echivalentă din figura 3 în care segmentul a) reprezintă schema circuitului echivalent al șuntului, din punct de vedere al timpului de răspuns, iar segmentul b) reprezintă circuitul echivalent al rețelei de compensare. În schema a) s-a reprezentat cuplajul de inductivitate mutuală M, realizat între circuitul parcurs de curentul intens și circuitul de măsură, a cărui inductivitate proprie este L_2. Inductivitatea L_0 se calculează [2, 5] din datele care caracterizează șuntul și anume grosimea δ și rezistența în curent continuu R :

$$L_0 = \frac{2\mu_0 \delta^2 R}{3\rho} \tag{10}$$

Inductivitatea mutuală M se calculează [5] cu relaţia :

$$M = \frac{\mu_0 b N}{2\pi} \ln \frac{r_2}{r_1} \tag{11}$$

unde s-a notat :

N — numărul de spire al bobinei plasate în cîmpul magnetic al tubului rezistiv,

b — dimensiunea longitudinală a bobinei,

r_1, r_2 — razele care definesc extinderea radială a bobinei.

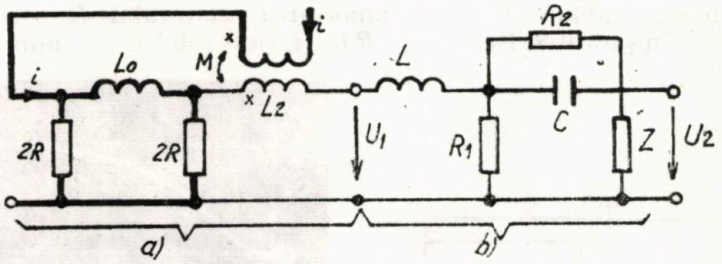


Fig. 3. Relativ la compensarea şuntului :
a) Schema electrică echivalentă a şuntului ; b) Schema electrică a reţelei de compensare.

Din teoria sistemelor se cunoaşte condiţia ca lanţul de măsurare format din reţelele a) şi b) să nu conducă la apariţia distorsiunilor : funcţia de transfer a reţelei b) trebuie să fie egală cu inversul funcţiei de transfer a reţelei a). Pentru secţiunea a) se poate scrie :

$$\frac{1}{R} \cdot \frac{Lu}{Li} = \frac{\dfrac{L_0 M}{2R^2} p^2 + \dfrac{2M}{R} p + 2}{\dfrac{L_0}{2R} p + 1} \tag{12}$$

Pentru secţiunea b) se poate scrie :

$$\frac{Lu_2}{Lu_1} = \frac{CR_2 p + 1}{LC\left(\dfrac{R_2}{Z} + \dfrac{R_2}{R_1}\right) p^2 + \left(\dfrac{L}{Z} + \dfrac{R_2 L}{R_1 Z} + CR_2 + \dfrac{L}{R_1}\right) p + \dfrac{R_2}{Z} + 1} \tag{13}$$

Prin respectarea condiţiei menţionate se obţin elementele componente ale schemei b) :

$$R_1 = \frac{RL}{M - L_0/2}; \quad R_2 = Z; \quad C = \frac{L_0}{2RZ}; \quad L = CZ^2. \tag{14}$$

Se observă că R_2, C, L nu depind de inductivitatea mutuală M şi că numai R_1 depinde de această inductivitate. Se mai observă că, la

folosirea relației de compensare, deoarece $R_2 = Z$ amplitudinea semnalului util scade la jumătate față de amplitudinea semnalului obținut la un șunt necompensat. În momentul actual se efectuează cercetări în vederea compensării răspunsului șuntului coaxial fără a diminua amplitudinea semnalului de ieșire [6]. În acest caz sînt de învins dificultăți de ordin tehnologic privind posibilitatea de răcire a tubului rezistiv.

5. Înregistrarea răspunsului indicial

Pentru a înregistra răspunsul indicial și deci pentru a putea evalua timpul de răspuns, s-a folosit montajul reprezentat schematic în figura 4. Condensatorul C (4, 5 μF) este încărcat de la o sursă de curent continuu prin intermediul cablului CT. Prin amorsarea eclatorului E condensatorul s descarcă prin șuntul S. Rezistența R (50 Ω) are rolul de a limita curentul

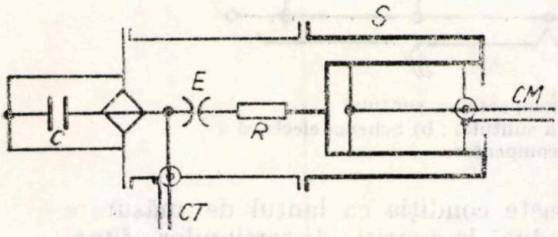


Fig. 4. Montaj pentru înregistrarea răspunsului indicial.

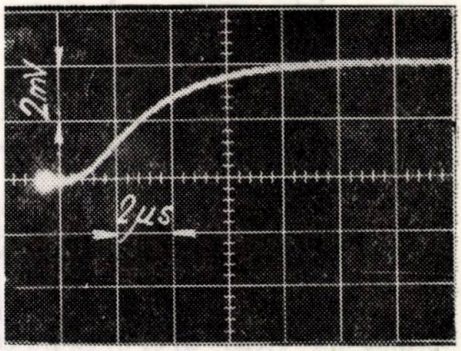


Fig. 5. Răspunsul indicial natural al șuntului coaxial de 80kA, ls.

de descărcare și de a stabili constanta de timp RC la un nivel mult superior timpului de răspuns al șuntului. Semnalul util este transmis prin cablul de măsură CM la un oscilograf catodic. În figura 5 este dat răspunsul natural al șuntului coaxial, obținut în condițiile menționate.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Hortopan G.*,. Electrotehnica 25, nr. 2. feb. 1977, p. 53—58.
[2] *Hortopan G., Hortopan V.*, Sunturi și divizoare de tensiune. Editura Tehnică, București 1978.
[3] Isabellenhütte — Manganin. Catalog IIIB EDW II/68 3 000.
[4] *Hortopan G.*, Aparate electrice. Editura didactică și pedagogică București 1980.
[5] *Schwab, A*, Hochspannungsmesstechnik. Springer Verlag, Berlin, New-York 1969.
[6] *Hortopan G.*, Compensarea șunturilor coaxiale. Electrotehnica 28, nr. 10, oct. 1980.

Considérations sur le dimensionnement d'un shunt coaxial pour des courants forts

On expose des considerations concernant l'élaboration d'un shunt coaxial 80kA, ls, destiné a fonctioner en régime cyclique. L'auteur présente des relations de calcul pour le régime thermique, pour les solicitations électrodinamiques et pour la compensation du temps de réponse. On indique le mode d'essais pour obtenir la réponse indicielle.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

C. Z.: 621.316.052
538.551
621.396.611

O METODĂ GENERALĂ DE DETERMINARE A FACTORULUI DE SEMN AL PERECHILOR DE ARBORI ȘI AL PERECHILOR DE COARBORI

MIHAI IORDACHE, VLAD SOCACIU *

În lucrare se prezintă o metodă generală de determinare a factorului de semn al perechilor de arbori și al perechilor de coarbori. Metoda constă în calculul, printr-un procedeu simplificat și original, al majorilor $M_{A'}$ și $M_{A''}$ corespunzători perechilor de arbori A', respectiv A''.

Datorită modului simplificat de definire a noțiunii de graf conex orientat, metoda este ușor implementabilă și necesită o memorie redusă față de metodele cunoscute în literatura de specialitate.

Introducere

Odată cu creșterea complexității sistemelor și circuitelor electrice și electronice utilizate în practică, creștere datorată progresului tehnicii și în special al electronicii și automaticii, metodele clasice de analiză, sinteză și proiectare a acestora au devenit insuficiente. Această situație a stimulat cercetările în vederea elaborării unor metode noi de analiză a circuitelor. Printre metodele moderne de analiză a circuitelor electrice se numără și metodele topologice.

Metodele topologice permit determinarea funcțiilor de rețea, utile în studiul și proiectarea circuitelor, printr-o examinare a grafului sau a grafurilor atașate crcuitului sau unei scheme echivalente a circuitului [1.3].

Formulele topologice care folosesc grafurile circuitului, [1], sau grafurile unor scheme echivalente, [2], operează cu conceptul uzual de arbore (sau coarbore) neorientat, necesită determinarea separată a semnalului fiecărui termen.

Prin definiție, [1], *factorul de semn* al unei perechi de arbori $(\mathscr{A}', \mathscr{A}'')$ ai unui aceluiași graf conex și fără bucle proprii $\mathscr{G}$ este

$$\mathscr{E}_{\mathscr{A}'\mathscr{A}''} = M_{\mathscr{A}'} M_{\mathscr{A}''}, \qquad (1)$$

Manuscris predat redacției la data de 2 iulie 1980

* Șef lucrări dr. ing.; Ing., Catedra Electrotehnică II

unde $M_{\mathscr{A}'}$, $M_{\mathscr{A}''}$ reprezintă majorii corespunzători arborilor $\mathscr{A}$, respectiv $\mathscr{A}''$ din matricea redusă de incidenţă laturi-noduri $[C_{nl}]$.

Factorul de semn al unei perechi de arbori comuni $(\mathscr{A}_c^I, \mathscr{A}_c^U)$ ai grafurilor G^I, G^U [1—5] se defineşte astfel

$$\varepsilon_{\mathscr{A}_c^I \mathscr{A}_c^U} \overset{d}{=} M_{\mathscr{A}_c^I} M_{\mathscr{A}_c^U}, \tag{2}$$

în care $M_{\mathscr{A}_c^I}$, $M_{\mathscr{A}_c^U}$ sînt majorii corespunzători arborilor comuni $(\mathscr{A}_c^I, \mathscr{A}_c^U)$ din matricele reduse de incidenţă laturi-noduri $[C_{nl}^I]$, respectiv $[C_{nl}^U]$.

Factorul de semn pentru o pereche de coarbori $(\mathscr{C}', \mathscr{C}'')$ ai unui graf conex şi fără bucle proprii $\mathscr{G}$ se determină, [1], cu relaţia

$$\varepsilon_{\mathscr{C}'\mathscr{C}''} \overset{d}{=} (-1)^d \varepsilon_{\mathscr{A}'\mathscr{A}''}, \tag{3}$$

unde $\varepsilon_{\mathscr{A}'\mathscr{A}''}$, este factorul de semn al arborilor complementari $\mathscr{A}' = C\mathscr{C}'$ şi $\mathscr{A}'' = C\mathscr{C}''$, iar d reprezintă numărul de laturi deosebite conţinute în cei doi arbori $\mathscr{A}'$, $\mathscr{A}''$.

Factorul de semn al unei perechi de coarbori comuni $(\mathscr{C}_c^I, \mathscr{C}_c^U)$ ai grafurilor (G^I, G^U) este egal cu factorul de semn al perechii de arbori complementari $(\mathscr{A}_c^I, \mathscr{A}_c^U)$, deoarece cei doi arbori comuni au aceleaşi laturi [2, 4]. Prin urmare

$$\varepsilon_{\mathscr{C}_c^I \mathscr{C}_c^U} = \varepsilon_{\mathscr{A}_c^I \mathscr{A}_c^U}. \tag{4}$$

În lucrare se prezintă o metodă generală de determinare a factorului de semn al perechilor de coarbori şi al perechilor de arbori. Metoda constă în calculul, printr-un procedeu simplificat şi original, al majorilor $M_{\mathscr{A}'}$, şi $M_{\mathscr{A}''}$, corespunzători perechilor de arbori $\mathscr{A}'$, respectiv $\mathscr{A}''$.

Prezentarea metodei

În lucrarea [5] s-au prezentat o serie de concepte şi rezultate teoretice legate de noţiunea de graf neorientat şi de determinarea arborilor dintr-un graf. Toate rezultatele teoretice expuse în [5] se aplică şi pentru grafurile orientate a căror definiţie nu diferă substanţial de cea a grafurilor neorientate, deosebirea fiind, în principal, de scriere.

Ţinînd seama de perfecta similitudine a definiţiilor şi rezultatelor teoretice pentru cele două tipuri de grafuri, s-a preferat în [5] folosirea noţiunii de graf neorientat în definiţii şi demonstraţii, pentru că aceasta a condus la o simplificare considerabilă a acestora.

Deoarece noţiunea de factor de semn apare numai la grafurile orientate, în continuare se va da definiţia acestora şi se vor utiliza rezultatele din lucrarea[5] cu convenţia implicită care rezultă din modul de descriere a grafurilor orientate.

Fie L, N două mulţimi finite.

Definiția 1. Se numește graf orientat tripletul $\mathcal{G} = (L, N, f)$, în care

$$f: L \to NXN. \tag{5}$$

Elementele mulțimii L se numesc laturi.

Fie $x = (x_1, x_2)$ un element al mulțimii NXN. Definim

$$p_1 : NXN \to N,\ p_1(x) = x_1 \tag{6a}$$

$$p_2 : NXN \to N,\ p_2(x) = x_2, \tag{6b}$$

respectiv proiecțiile unui element din NXN. Cu definițiile (6) se poate da următoarea definiție.

Definiția 2. Se numește nod al grafului $\mathcal{G}$ orice element $y \in N$ cu proprietatea că $\exists\, l \in L$ astfel încît $y = p_i(f(l))$ cu $i = 1$ sau $i = 2$.

Se observă că deosebirea dintre definiția 1 și definiția similară a grafului neorientat din [5], constă în faptul că de data aceasta mulțimea în care ia valori funcția f nu mai este formată dintr-o submulțime a lui N cu două elemente (în care unei laturi $l \in L$ îi corespundeau două noduri din N) ci dintr-o submulțime a produsului cartezian NXN, ceea ce permite diferențierea celor două noduri asociate unei laturi, prin evidențiaerea unui nod inițial (divergent) $p_1(f(1))$ și a unui nod final (convergent) $p_2(f(1))$.

Din definițiile 1 și 2 rezultă că graful orientat este un caz particular al grafului neorientat și reciproc, un graf neorientat poate fi considerat orientat prin introducerea unei convenții de orientare.

Deoarece noțiunile de: subgraf, cale, buclă, graf conex, arbore etc. pentru grafurile orientate nu diferă esențial de cele prezentate în [5] pentru grafurile neorientate, nu vor mai fi expuse în prezenta lucrare. De asemenea, rămîn adevărate și rezultatele teoretice obținute în [5] și în particular următoarea propoziție.

Propoziția 1. Fie $\mathcal{G} = (L, N\ f)$ un graf orientat și $\mathcal{A} = (A, N, f)$ un arbore al lui $\mathcal{G}$. Atunci $\exists$ un nod x al lui $\mathcal{G}$ și o latură $l_x \in A$ astfel încît $x = p_i(f(l_x))$ cu $i = 1$ sau $i = 2$ și $x = p_i(f(l))$ cu $i = 1$ sau $i = 2$, $\forall$ ar fi $l \in A$ și $l \neq l_x$.

Pentru justificarea metodei de determinare a factorului de semn vom prezenta, în paralel, operațiile efectuate asupra matricei de incidență laturi-noduri asociată grafului orientat considerat și asupra matricei de descriere a grafului ce rezultă din definiția 1.

De fapt, pentru determinarea factorului de semn al unei perechi de arbori $(\mathcal{A}', \mathcal{A}'')$ ai unui graf conex, orientat, fără bucle proprii și noduri izolate $\mathcal{G}$ prin metoda ce va fi prezentată în cele ce urmează, se calculează printr-un procedeu simplificat majorii $M_{\mathcal{A}'}$ și $M_{\mathcal{A}''}$, iar factorul de semn corespunzător unei perechi de coarbori $(\mathcal{C}', \mathcal{C}'')$ se va determina cu relația (3) sau (4), după caz.

Observația 1. În cele ce urmează vom omite cuvintele: orientat, conex, fără bucle proprii sau noduri izolate, înțelegînd prin noțiunea de graf, graful orientat, conex, fără bucle proprii și noduri izolate.

Fie $\mathcal{G} = (L, N, f)$ un graf cu l laturi și n noduri (numărul de noduri ale grafului este $2X\text{car.}\,[\bigcup_{l \in L} f(l)]$). Notăm $n = n_t - 1$. Fie $\mathcal{A} = (A, N, f)$ un arbore al lui $\mathcal{G}$ și fie M submatricea matricei de incidență redusă laturi-noduri $[C_{nl}]$ a grafului $\mathcal{G}$, corespunzătoare laturilor lui $\mathcal{A}$. După cum se știe, [1, 3], majorul $M_{\mathcal{A}} = \pm 1$. În continuare vom identifica mulțimile L și N cu submulțimi ale mulțimii numerelor naturale $\mathbb{N}$, de tipul $\{1, 2, 3, \ldots\}$, respectiv vom considera $L = \{1, 2, 3, \ldots, l\}$ și $N = \{1, 2, \ldots, k\}$ cu $k \geqslant n$.
Fie $A = \{i_1, i_2, \ldots, i_n\}$ cu $i_j \in L$ și fie

$$P = \begin{bmatrix} p_1(f(i_1)) & p_1(f(i_2)) \ldots & p_1(f(i_n)) \\ p_2(f(i_1)) & p_2(f(i_2)) \ldots & p_2(f(i_n)) \end{bmatrix} \tag{7}$$

Metoda de determinare a valorii majorului $M_{\mathcal{A}}$ constă în următorii pași.

Pasul 1. Se atribuie, în matricea P, nodului cu indicele cel mai mare, indicele zero. Matricea obținută se notează cu P_0. Aceasta, este echivalent cu eliminarea unei linii în matricea de incidență laturi-noduri $[C_{n_t l}]$ pentru a obține matricea de incidență redusă $[C_{nl}]$. Din matricea $[C_{n_t l}]$ se poate elimina oricare linie, [1, 4], însă s-a ales linia corespunzătoare nodului cu indicele cel mai mare pentru a ușura algoritmul și programul de calcul.

Pasul 2. Se determină, începînd cu nodul de indice cel mai mare din matricea P_0, nodul care există o singură dată. Fie acesta nodul $n_j = p_k(i_j)$ cu $k = 1$ sau $k = 2$. Linia corespunzătoare nodului n_j din matricea M are un singur element diferit de zero. Nodul n_j există, conform propoziției 1, întotdeauna.

Pasul 3. Se dezvoltă majorul $M_{\mathcal{A}}$ după linia corespunzătoare nodului n_j și anume

$$M_{\mathcal{A}} = (-1)^{n_j + j} M^j_{\mathcal{A}} \tag{8}$$

dacă $k = 1$ și

$$M_{\mathcal{A}} = (-1)^{n_j + j + 1} M^j_{\mathcal{A}} \tag{9}$$

dacă $k = 2$, unde j este coloana matricei P_0 corespunzătoare nodului n_j, iar $M^j_{\mathcal{A}}$ reprezintă determinantul obținut din $M_{\mathcal{A}}$ după eliminarea liniei corespunzătoare nodului n_j și după eliminarea coloanei j.

Pasul 4. Dacă nodul n_j, determinat la pasul 2, este mai mic decît nodul cu cel mai mare indice din matricea P_0 (adică dacă $n_j < n$) atunci se micșorează cu o unitate toate elementele matricei P_0 cu valori mai mari strict decît n_j și se comută cu o coloană la stînga toate coloanele matricei P_0 din dreapta coloanei j corespunzătoare nodului n_j, obținîndu-se astfel o matrice P_j cu un număr de coloane mai mic cu o unitate decît P_0.

Pasul 5. Dacă $n_j \geqslant 1$ și dacă numărul de coloane ale matricei P_j este mai mare decît unu se merge la pasul 2, unde se consideră în locul lui P_0 matricea P_j. Dacă $n_j = 1$ și dacă matricea P_j are o singură coloană se

dezvoltă determinantul $M^j_{\mathscr{A}}$ după linia corespunzătoare nodului n_1 și se merge la pasul 6.

Pasul 6. Se verifică dacă exponentul lui (-1) este număr par sau impar. Dacă exponentul lui (-1) este un număr natural par $M_{\mathscr{A}} = +1$, iar în cazul cînd este impar $M_{\mathscr{A}} = -1$.

Observația 2. Dacă efectuarea pasului 3 subgraful rămas este un subgraf conex care are față de subgraful precedent o latură și un nod mai puțin și conform propoziției 1 acest nou subgraf are cel puțin un nod care îndeplinește condițiile nodului n_j de la pasul 2.

Pentru determinarea factorului de semn al unei perechi de arbori comuni $(\mathscr{A}^I_c, \mathscr{A}^U_c)$ din grafurile G^I, G^U se calculează, cu metoda prezentată mai sus, majorii corespunzători $M_{\mathscr{A}^I_c}$, respectiv $M_{\mathscr{A}^U_c}$.

Observația 3. Deoarece prin simularea surselor comandate, cuplajelor magnetice și a elementelor multipol cu scheme echivalente formate numai cu elemente de circuit ideale dipolare, anumite laturi, fie din graful G^I fie din graful G^U, pot fi scurtcircuitate sau lăsate în gol (întrerupte) [2], primul pas în determinarea funcțiilor de rețea este eliminarea tuturor laturilor din cele două grafuri G^I, G^U care apar numai în G^I sau numai în G^U. Adică în determinarea funcțiilor de rețea se lucrează numai cu mulțimea laturilor comune celor două grafuri

$$L = L^I \cap L^U \tag{10}$$

în care: L^I reprezintă mulțimea laturilor din G^I, iar L^U mulțimea laturilor din G^U.

2. Exemplu

Fie amplificatorul cu trei etaje cu reacție buclă-buclă reprezentat în figura 1, a. Să presupunem că dorim să calculăm admitanța de transfer operațională $Y_{ei} = \dfrac{I_e}{U_i}$ la semnale mici și frecvențe joase prin metoda topologică a arborilor neorientați expusă în [2]. Pentru aceasta se utilizează schema echivalentă din figura 1, b în care s-a presupus că rezistențele R_{r1}, R_{s2}, R_{s3}, R_{02} sînt suficient de mari pentru a putea fi neglijate.

În figura 2 s-au reprezentat grafurile G^I_p și G^U_p asociate circuitului din figura 1, b cu porțile intrare-ieșire pasivizate corespunzător funcției de rețea Y_{ei} [1, 2].

În figura 3 este prezentat algoritmul de determinare a factorului de semn al perechii de arbori comuni $(\mathscr{A}^I_c, \mathscr{A}^U_c)$ ai grafurilor G^I_p, G^U_p formați din laturile $\{l_1, l_3, l_5, l_7, l_8\}$.

Considerînd cele trei tranzistoare identice, $Y_1 = \dfrac{1}{R_i}$; $Y_2 = Y_4 = Y_6 = \dfrac{1}{r}$; $Y_8 = \dfrac{1}{R_6}$; $Y_9 = \dfrac{1}{R_0}$; $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$ și utilizînd metoda topologică a arborilor neorientați din [2] pentru calculul admitanței de transfer Y_{ei}, se obține

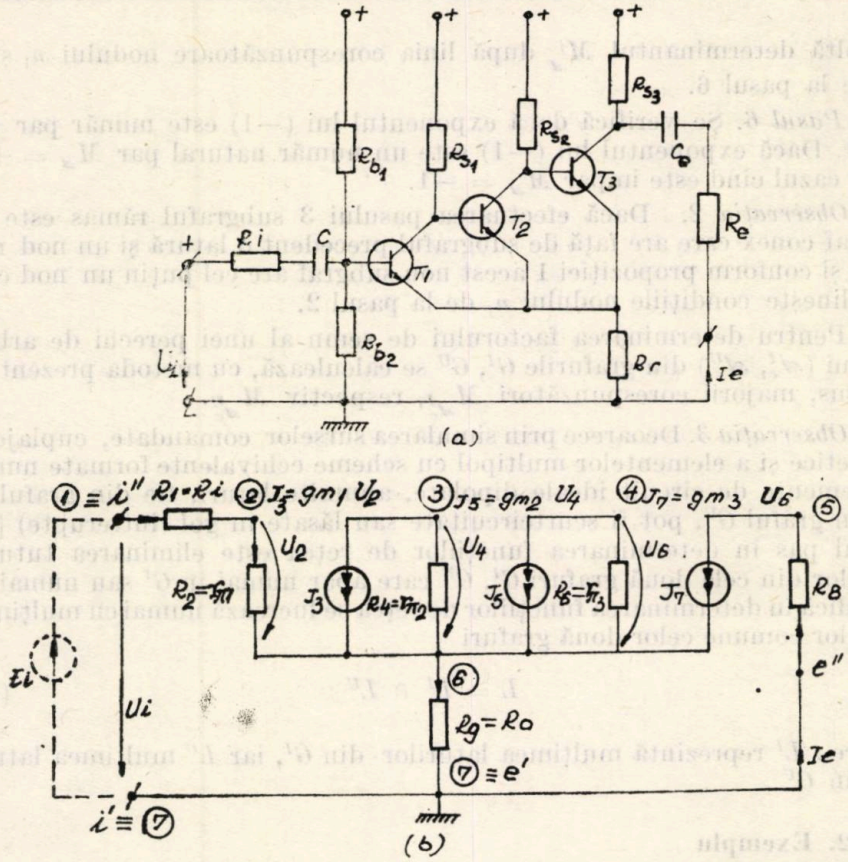


Fig. 1 Amplificator cu trei etaje cu reacție buclă-buclă
a) Schema de principiu b) Schemă echivalentă la semnale mici și frecvențe joase

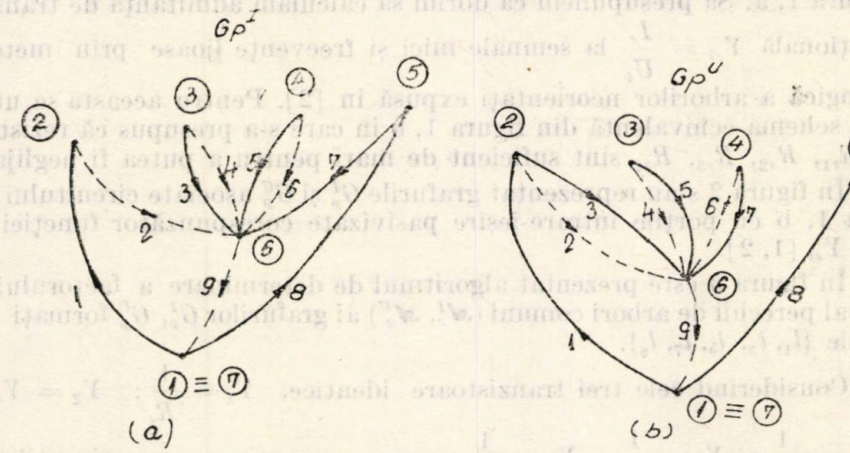


Fig. 2. Grafurile circuitului cu porțile intrare-ieșire pasivizate corespunzător funcției de rețea Y_{ei}
a) graful G_p^I b) graful G_p^U

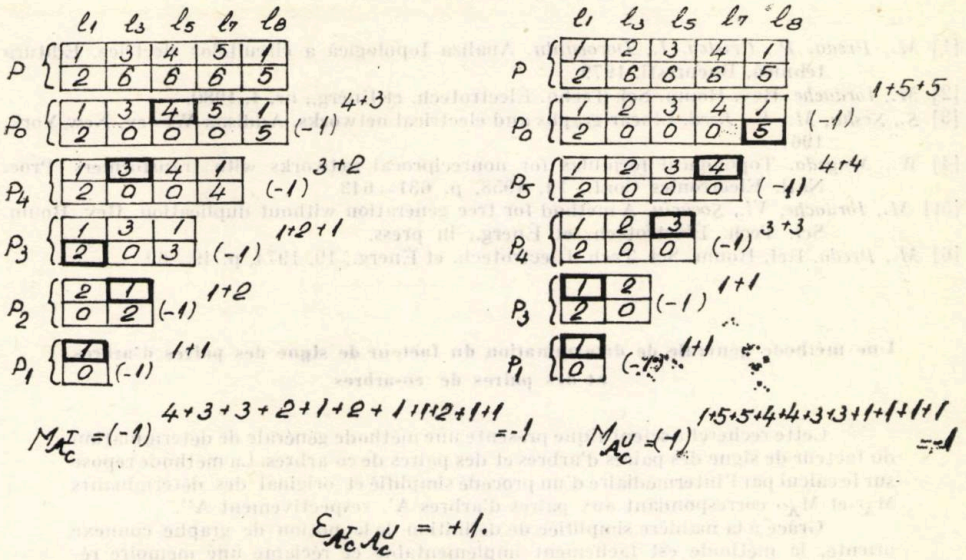


Fig. 3. Exemplificarea algoritmului de determinare a factorului de semn

$$Y_{ei} = \frac{g_m^3 r^3}{R_0 + R_i + r + g_m^3 r^3 R_0}.$$

Concluzii

Metoda de determinare a factorului de semn prezentată în această lucrare este generală, ea putînd fi utilizată în orice metodă de analiză topologică bazată pe arbori neorientați.

Grafurile asociate circuitului sînt date prin cîte o matrice formată numai din două linii și l coloane (l fiind numărul de laturi ale grafului respectiv). Elementele de pe prima linie a acestei matrice reprezintă nodurile de unde pleacă (diverg) laturile grafului, iar linia a doua nodurile în care ajung (converg) laturile. Prin aceasta se realizează o importantă reducere a memoriei.

Timpul de calcul este redus, dearece algoritmul de determinare a factorului de semn expus în lucrare operează foarte puțin cu operații aritmetice, marea majoritate a operațiilor fiind de comparare și atribuire.

Datorită modului de definire a noțiunii de graf conex orientat, metoda de determinare a factorului de semn al perechilor de arbori și al perechilor de coarbori este ușor implementabilă pe calculatorul electronic și este mult mai simplă decît algoritmul lui Mayeda [1, 4] sau metodele prezentate în [1, 6].

În calculul factorului de semn al unei perechi de arbori comuni ($\mathcal{A}_c^I$, $\mathcal{A}_c^U$) se poate, printr-o programare adecvată, ține seama de faptul că anumite laturi nu schimbă semnul.

BIBLIOGRAFIE

[1] *M., Preda, P., Cristea. I., Dorobanțu.* Analiza topologică a circuitelor electrice. Editura tehnică, București, 1979.
[2] *M., Iordache.* Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotech. et Énerg., nr. 4, 1980.
[3] *S., Seshu, M., B., Reed.* Linear graphs and electrical networks. Addison-Wesley, New York, 1961.
[4] *W., Mayeda.* Topological formulas for nonreciprocal networks with transformers. Proc. Natl. Electronics Conf., 14, 1958, p. 631–643.
[5t] *M., Iordache, Vl., Socaciu.* A method for tree generation without duplication. Rev. Roum. Sci. Tech. Électrotech. et Énerg., in press.
[6] *M., Preda.* Ref. Roum. Sci. Tech. Électrotech. et Énerg., 19, 1974, p. 49–62.

Une méthode générale de détermination du facteur de signe des paires d'arbres et des paires de co-arbres

Cette recherche scientifique présente une méthode générale de détermination du facteur de signe des paires d'arbres et des paires de co-arbres. La méthode repose sur le calcul par l'intermédiaire d'un procédé simplifié et original des déterminants $M_{A'}$ et $M_{A''}$ correspondant aux paires d'arbres A', respectivement A''.

Grâce à la manière simplifiée de définition de la notion de graphe connexe orienté, la méthode est facilement implémentable et réclame une mémoire réduite par comparaison aux méthodes déja présentées par la littérature de spécialité.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

C.Z.: 621.3.043: 621.313

METODA NUMERICĂ PRIVIND CALCULUL CURENȚILOR INDUȘI ÎN REGIM TRANZITORIU, ÎNTR-O INFASURARE FILIFORMĂ

M. MIHALACHE*

În lucrare se prezintă o metodă numerică pentru calculul curenților induși în regim tranzitoriu într-o înfășurare filiformă cuplată magnetic cu structuri masive pentru care dependența flux-curent nu poate fi explicitată analitic.

Algoritmul prezentat (bazat pe metoda coardei) este aplicat în cazul a două regimuri tranzitorii particulare, rampă de curent și treaptă de curent, pentru un sistem electromagnetic simplu (de tip transformator). Rezultatele obținute sînt în deplină concordanță cu soluțiile analitice cunoscute, ceea ce permite extinderea metodei la sisteme electromagnetice mai complicate.

1. Introducere

Regimul tranzitoriu al unei înfășurări filiforme (în care se neglijează efectul pelicular asupra rezistenței înfășurării, R) este descris de ecuația diferențială de mai jos:

$$Ri + \frac{d\Phi}{dt} = U_b(t) \qquad (1-1)$$

unde i și Φ reprezintă curentul, respectiv fluxul magnetic prin înfășurare, iar U tensiunea la borne, asociată conform regulii dipolului receptor (fig. 1).

Fiind dată variația în timp a tensiunii la borne $U_b(t)$ și condițiile inițiale ale fluxului și curentului ecuația diferențială (1 — 1) permite rezolvarea curentului sau fluxului tranzitoriu în condițiile cunoașterii relației de dependență flux-curent. Din acest punct de vedere se pot întîlni următoarele situații:

a) dependența flux — curent este reprezentată explicit sub formă analitică: spre exemplu în cazul a două bo-

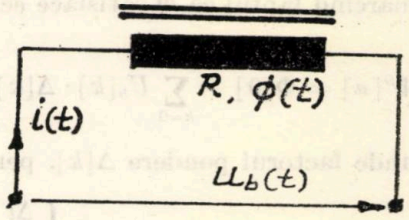


Fig. 1

Manuscris predat redacției la data de 8 iulie 1980
* Asistent dr. ing., Catedra Mașini electrice

bine cuplate magnetic putem scrie :

$$\Phi = \Phi_2 = L_2 i_2 + M i_1 ; \qquad (1-2)$$

În general, acest lucru este totdeauna posibil cînd avem de a face cu sisteme cu parametrii concentrați, sisteme caracterizate de inductivități proprii și mutuale, în care se pot utiliza relațiile lui Maxwell, [1],

$$\Phi_k = \sum_{j=1}^{n} L_{kj} \cdot i_j \qquad (1-3)$$

În această situație problema (1—1) se rezolvă relativ comod prin utilizarea metodelor analitice (operaționale) cunoscute,

b) dependența flux — curent nu poate fi explicitată analitic ; este cazul sistemelor complexe caracterizate prin prezența simultană a elementelor cu caracter filiform alături de cele cu efect de cîmp (structuri-masive), sisteme cu geometrie și proprietăți de material (σ, μ) complicate, abordabile, în ultimul timp, îndeosebi pe cale numerică (metoda diferențelor finite, metoda elementului finit). În acest caz dependența flux — curent poate fi explicitată numai cantitativ, în sensul că la fiecare secvență de curent putem determina fluxul magnetic corespunzător printr-un calcul numeric.

Lucrarea de față își propune elaborarea unei metode de calcul a curenților induși, în regim tranzitoriu avînd în vedere acest din urmă tip de dependență flux — curent.

2. Principiul metodei

Pentru a elimina operatorul diferențial din (1—1), cunoscute fiind dificultățile de diferențiere numerică, vom integra ambii membrii ai acestei relații, pe intervalul $(0-t)$, obținîndu-se :

$$\Phi(t) = \Phi(0) + \int_0^t U_b(t)\mathrm{d}t - R\int_0^t i(t)\,\mathrm{d}t \qquad (2-1)$$

Tratarea numerică a rezultatului (2—1) implică discretizarea coordonatei temporale $t_n = n \cdot \Delta t$, respectiv utilizarea unei metode de integrare numerică, spre exemplu metoda trapezului. Astfel secvența numerică de ordinul n a fluxului tranzitoriu $\Phi^D[n]$ prin înfășurare (indicele D marcînd faptul că Φ satisface ecuația diferențială (1—1)) devine :

$$\Phi^D[n] = \Phi[0] + \sum_{k=0}^{n} U_b[k] \cdot \Delta[k] - R \sum_{k=0}^{n-1} I[k] \cdot \Delta[k] - \frac{R \cdot \Delta t}{2} \cdot I[n] \qquad (2-2)$$

unde factorul pondere $\Delta[k]$, pentru metoda trapezului, are valorile

$$\Delta[k] = \begin{cases} \dfrac{\Delta t}{2}, & \text{pentru } k = 0,\ k = n \\ \Delta t, & \text{pentru } 0 < k < n \end{cases} \qquad (2-3)$$

Să presupunem în continuare că dispunem de posibilitatea de a calcula, numeric, pentru fiecare secvență de curent $I[n]$, valoarea corespunzătoare a fluxului $\Phi^N[n]$, indicele N referindu-se la mărimea Φ calculată pe cale numerică, independent de relația (1—1), avînd în vedere geometria și proprietățile de material ale sistemului analizat.

Astfel, secvențele numerice ale fluxului prin înfășurare, $\Phi[n]$, pentru $n = 1, 2, \ldots$, pot fi determinate pe două căi independente conform relațiilor generale de mai jos :

$$\Phi^D[n] = F^D\{\Phi[0], U_b[0], U_b[1], \ldots, U_b[n], I[0], I[1]. \ldots I[n]\} \quad (2-5)$$

și

$$\Phi^N[n] = F^N\{I[n]\}$$

Secvența de curent $I[n]$, $n = 1, 2\ldots$ va trebui să satisfacă cele două relații (2—4) și (2—5), fluxurile obținute $\Phi^D[n]$ și $\Phi^N[n]$ fiind identice. Problema (1—1) se reduce astfel la găsirea soluției $I[n]$ care anulează funcția diferență :

$$\Delta\Phi = \Phi^N[n] - \Phi^D[n] \quad (2-6)$$

respectiv la soluționarea numerică a ecuației algebrice :

$$\Delta\Phi\{I[n]\} = 0 \quad (2-7)$$

3. Algoritmul de calcul

Să utilizăm pentru rezolvarea problemei (2—7) algoritmul din metoda coardei [2], caracterizat prin următoarele :

— fie I^+ valoarea secvenței numerice a curentului pentru care :

$$\Delta\Phi = \Phi^N - \Phi^D = \Delta\Phi^+ > 0 \quad (2-8)$$

respectiv I^- ce corespunde la :

$$\Delta\Phi = \Phi^N - \Phi^D = \Delta\Phi^- < 0 \quad (2-9)$$

Conform metodei coardei (fig. 2) soluția intermediară I^* se calculează din relația :

$$I^* = \frac{I^- \cdot \Delta\Phi^+ - I^+ \cdot \Delta\Phi^-}{\Delta\Phi^+ - \Delta\Phi^-} \quad (2-10)$$

Soluția exactă I° se determină astfel după un număr de

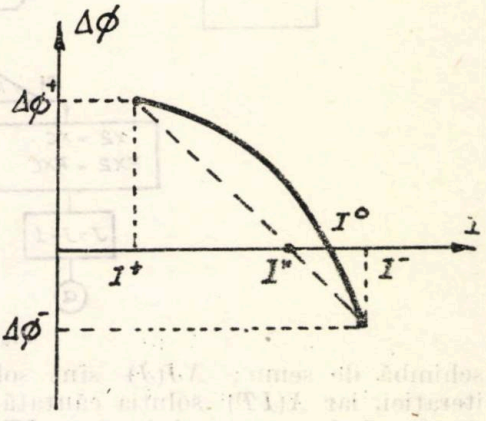


Fig. 2

iterații, relativ redus, limitate în cadrul unui test de convergență, conform algoritmului din fig. 3.

În cadrul organigramei din fig. 3, $X1$ și $X2$ sînt extremitățile intervalului pentru care funcția obiectiv FX (calculată ca diferență, $F^N - F^D$)

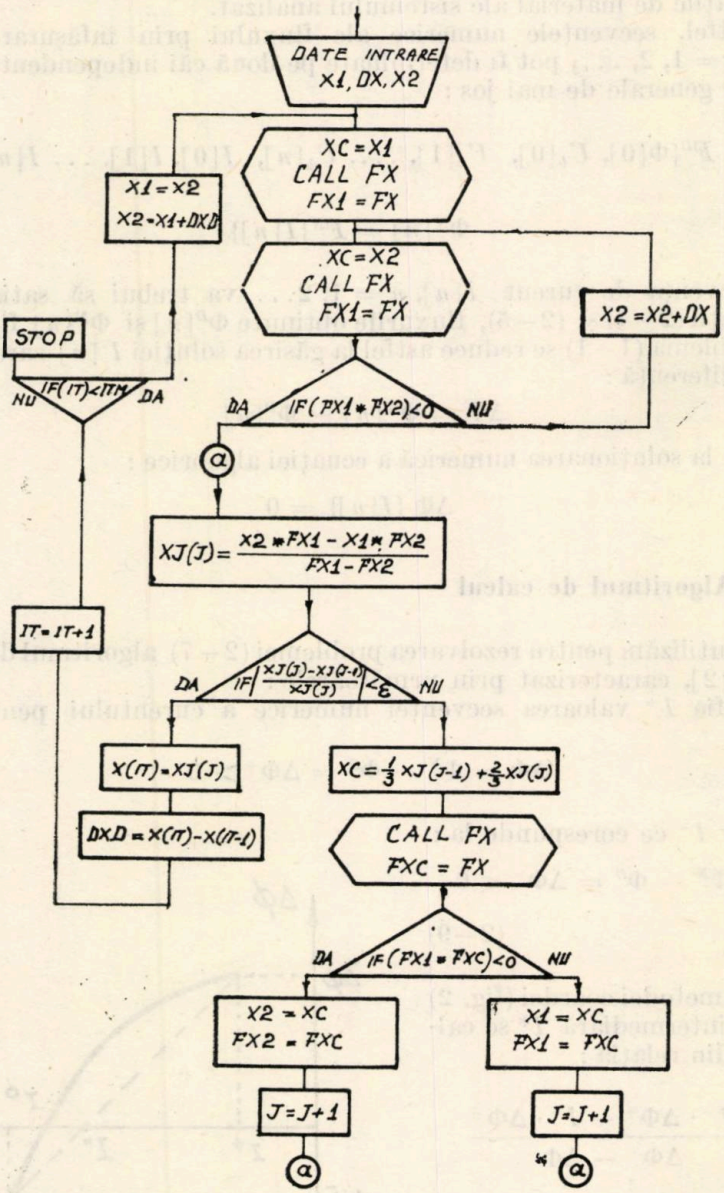


Fig. 3

schimbă de semn; $XJ(J)$ sînt soluțiile intermediare, J fiind ordinul iterației, iar $X(IT)$ soluția căutată (ce satisface testul de convergență din fig. 3) la momentul de timp $IT \cdot \Delta t$

4. Aplicație numerică

Să calculăm, prin metoda propusă, curentul indus în secundarul transformatorului din fig. 4, caracterizat de următorii parametrii :

$$R_2 = 1\,;\; L_2 = 1H\,;\; M = 0\cdot 5H \qquad (4-1)$$

3.1. *Rampă de curent în înfășurarea primară*

Considerînd în înfășurarea primară un curent de tip rampă :

$$i_1(t) = K \cdot t \qquad (4-2)$$

curentul indus în secundar are următoarea expresie analitică :

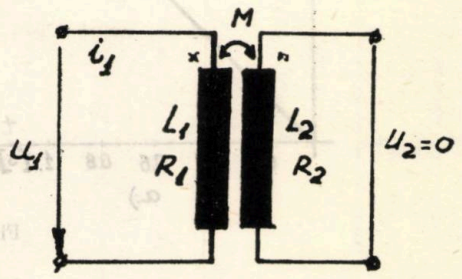


Fig. 4

$$i_2(t) = -\frac{KM}{R_2}(1 - e^{-\alpha_2 t}),\quad \alpha_2 = \frac{R_2}{L_2} \qquad (4-3)$$

Considerînd valorile numerice (4—1) și $K = -1$ obținem :

$$i_2(t) = 0\cdot 5(1 - e^{-t}) \qquad (4-4)$$

În tabelul 1 sînt prezentate, comparativ, secvențele curentului i_2 calculate conform (4—4) respectiv conform algoritmului de calcul prezentat în § 3. Calculul secvențelor numerice $\Phi^D[n]$ s-a efectuat în cadrul următoarelor particularizări, impuse de problema de față :

$$\Phi[0] = 0\,;\; U_b[k] = 0\,;\; \text{pentru } k = 0, 1, 2, \ldots$$

Secvențele $\Phi^N[n]$ se calculează prin particularizarea relației (1—2) :

$$\Phi_2^N = i_2 - 0\cdot 5t \qquad (4-5)$$

Pasul de timp adoptat a fost $\Delta t = 0{,}01$ s ; S-au rulat 100 de pași (ITM = 100 numărul maxim de iterații necesar fiind de trei pentru EPS = 0.01, timpul de calcul fiind cu totul insignifiant (circa 8 secunde pe un calculator FELIX C — 256).

Tabelul 1

t(s.)	0	0.01	0.1	0.3	0,5	0.7	0.9
$i_2(t)$ rel. (4—4)	0	0.004975	0.04758	0,1296	0,1967	0,2517	0,2967
$i_2^*(t)$ numeric	0	0.004975	0,04758	0,1296	0,1967	0,2517	0,2967

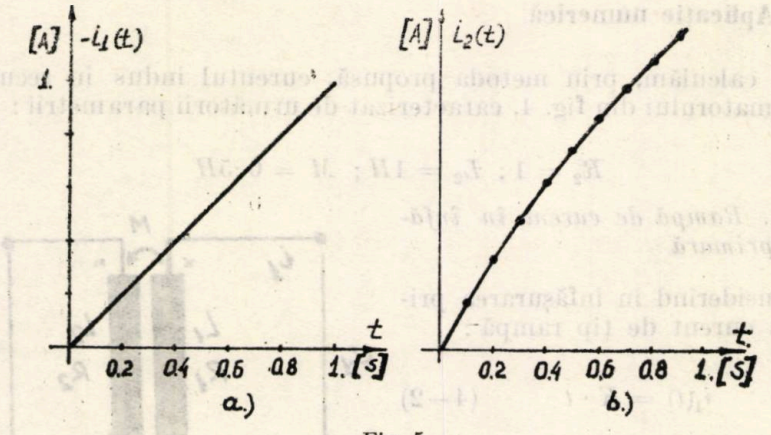


Fig. 5

3.2. *Treaptă de curent în înfășurare primară*

Să considerăm acum regimul tranzitoriu provocat de un curent tip treaptă prin înfășurarea primară :

$$i_1(t) = K \cdot 1(t) \tag{4—6}$$

Curentul indus în înfășurarea secundară va avea următoarea expresie analitică :

$$i_2(t) = -\frac{MK}{L_2} \cdot e^{-\alpha_2 t} \tag{4—7}$$

respectiv cu valorile numerice (4—1) și $K = -1$:

$$i_2(t) = 0{\cdot}5 \cdot e^{-t} \tag{4—8}$$

Secvențele numerice $\Phi^N[n]$ au fost calculate prin particularizarea relației (1—2) în cadrul acestui regim :

$$\Phi_2^N = i_2 - 0{\cdot}5 \tag{4—9}$$

În tabelul 2 sînt reprezentate, comparativ, rezultatele privind calculul curentului indus $i_2(t)$ prin metoda analitică (rel. 4—8) respectiv prin metoda numerică (3), pasul de timp adoptat fiind $\Delta t = 0{,}02$r.

Tabelul 2

t(S)	0	0.02	0.2	0.4	0,6	1	1.4	1.8
$i_2(t)$ rel. (4—8)	0.5	0.4901	0.4094	0.3352	0.2744	0,1839	0,1233	0,08265
$i_2^*(t)$ numeric		0,4950	0,4135	0,3385	0,2772	0,1858	0,1245	0,08348

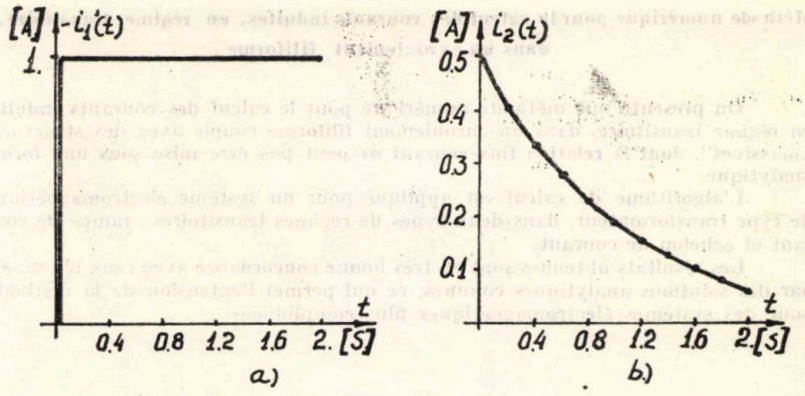


Fig. 6

Numărul de iterații nu a depășit nici de astă dată valoarea 3, rezultatele obținute fiind reprezentate și grafic în fig. 6a și 6b.

Concluzii

Metoda numerică prezentată permite calculul curenților induși în regim tranzitoriu într-o înfășurare filiformă, în cazul general cînd dependența flux — curent nu este reprezentată explicit sub formă analitică.

Problema apare, spre exemplu la rezolvarea pe cale numerică a cîmpului electromagnetic tranzitoriu din axa longitudinală a mașinii sincrone complexe [3], în care înfășurarea de excitație (considerată ca element de circuit filiform) se află în prezența unor structuri cu efect de cîmp (rotorul masiv, etc.).

Exemplele numerice prezentate în lucrare — în cazul unei probleme de circuit — au avut drept scop să ilustreze valabilitatea de principiu a metodei propuse, rezultatele obținute fiind pe deplin satisfăcătoare, chiar și în cazul unui regim tranzitoriu foarte dur cum este acela provocat prin aplicarea unei trepte de curent.

Într-o lucrare aparte se vor prezenta particularitățile metodei de calcul propuse într-o problemă de cîmp electromagnetic în regim tranzitoriu, rezolvată în întregime printr-o metodă numerică.

BIBLIOGRAFIE

[1] *A. Timotin, V. Hortopan, A. Ifrim, M. Preda.* Lecții de Bazele electrotehnicii Ed. didactică și pedagogică, București, 1970.

[2] *NB. Carnahan, V. A. Luther, T. O. Wilkes,* Applied numerical methods, John Waley, New York — 1969.

[3] *M. Mihalache,* Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et. Energ., 23—3, p. 381—391, București, 1978.

Méthode numérique pour le calcul des courants induites, en régime transitoire, dans un enroulement filiforme

On presente une méthode numérique pour le calcul des courants induits, en régime transitoire, dans un enroulement filiforme couplé avec des structures „massives", dont la relation flux-courant ne peut pas être mise sous une forme analytique.

L'algorithme de calcul est appliqué pour un système électromagnétique de type transformateur, dans deux types de regimes transitoires : rampe de courant et échelon de courant.

Les résultats obtenues sont en très bonne concordance avec ceux obtenues par des solutions analytiques connues, ce qui permet l'extension de la méthode pour des systèmes électromagnétiques plus compliquées.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

REŢELE ELECTRICE

C.Z.: 621.316.1

CRITERII DE SIMILITUDINE FOLOSITE ÎN REALIZAREA MICROSISTEMULUI DE CURENT ALTERNATIV CU LEGĂTURI ÎN CURENT CONTINUU

A. ARIE, M. EREMIA, GH. INDRE, M. BIRIŞ*

Lucrarea prezintă criteriile de similitudine utilizate în modelarea elementelor componente ale unui sistem electroenergetic, cuprinzînd şi linii electrice în curent continuu. Totodată sînt redaţi comparativ parametrii maşinilor sincrone şi ai liniilor electrice în sistemul real şi în cel modelat.

1. Consideraţii generale

Complexitatea fenomenelor care caracterizează funcţionarea sistemului energetic justifică preocupările actuale legate de studiul cît mai exact al fenomenelor dinamice din cadrul sistemului electroenergetic. Aceste preocupări sînt orientate în trei direcţii:

— Modelarea matematică;

— Modelarea prin similitudine;

— Modelarea analogică.

Necesitatea formării la studenţi a unor deprinderi de exploatare, control şi conducere a diferitelor procese, precum şi studiul multor fenomene ce apar în funcţionarea sistemului electroenergetic a impus realizarea în cadrul laboratorului de Reţele şi Sisteme electrice a unui microsistem electric de curent alternativ cu legături în curent continuu (fig. 1).

Microsistemul a fost realizat pe baza modelării prin similitudine a elementelor sistemului electroenergetic real, avînd posibilitatea verificării experimentale a modelelor matematice existente, a criteriilor de similitudine aplicate, precum şi a unei game largi de probleme ce apar în funcţionarea sistemului real.

Instalaţia din laborator se compune din următoarele elemente:

— modelul de transport în curent continuu, realizat cu două staţii de redresare — invertare şi linia de curent continuu;

Manuscrisul predat redacţiis la data de 6 iunie 1980

* Prof. dr. ing., Şef lucrări dr. ing.; Ing.; Ing. Catedra Reţele şi sisteme electrice

— microgrupurile, motor — generator ;
— modele de linii de curent alternativ ;
— modele de consumatori complecşi.

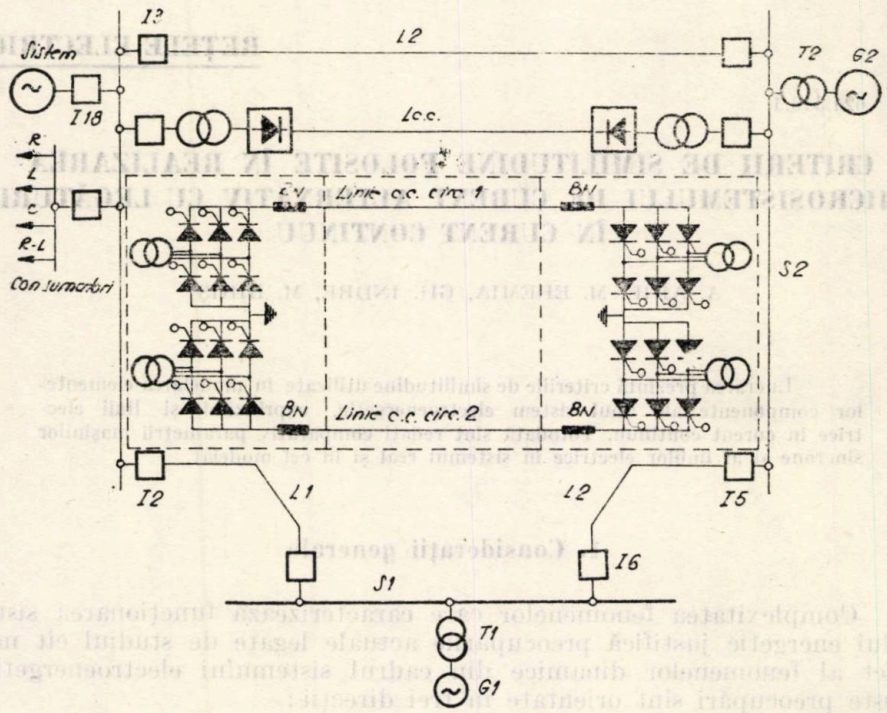


Fig. 1

2. Modelarea elementelor sistemului electroenergetic.

2.1. *Modelarea generatoarelor sincrone*

Modelarea grupurilor de mare putere prin maşini sincrone de mică putere impune respectarea unor criterii de similitudine mecanică, magnetică şi electrică.

Similitudinea mecanică este caracterizată de egalitatea timpilor de lansare a părţilor rotative omoloage :

$$T = t\,;\; T = \frac{I\Omega^2}{2P_n}\,;\quad t = \frac{i\omega^2}{2p_n} \tag{1}$$

în care : T, t sînt timpii de lansare a grupului real, respectiv grupului modelat ;

I, i — momentele de inerţie ale maselor în rotaţie ale grupului real, respectiv microgrupului ;

Ω, ω — vitezele unghiulare de rotație;
P_n, p_n — puterile mecanice la arborele mașinilor.

Pentru realizarea acestei condiții s-a modificat momentul de inerție urmărindu-se mărirea energiei cinetice înmagazinate în masele aflate în rotație. În acest scop s-au atașat volanți corespunzători ce au necesitat o judicioasă echilibrare avîndu-se în vedere turația de 3 000 rot/min.

Pe lîngă aceasta este important ca valorile cuplurilor motoare aplicate reduse la arborii generatorilor omologi să urmeze legi de variație identice, atît sub acțiunea variației de viteză (caracteristica de auto-reglaj) cît și sub acțiunea organelor de admisie ale turbinei în cazul grupurilor turbogeneratoare.

Similitudinea magnetică este caracterizată prin corespondența caracteristicilor circuitului magnetic (reluctanță, permeanță, permeabilitate). În particular, caracteristicile de mers în gol ale microgeneratorului și generatorului de mare putere, trasate în valori relative (se raportează numărul de amper-spire al excitației la numărul de amper-spire nominal, și tensiunea de mers în gol la tensiunea nominală), trebuie să coincidă prin suprapunere.

Similitudinea electrică se caracterizează prin condițiile:

$$\begin{aligned} s_n &= \mu \cdot S_n \\ u_n &= \lambda \cdot U_n \end{aligned} \tag{2}$$

în care:
s_n, S_n sînt puterile aparente nominale ale generatoarelor;
u_n, U_n — tensiunile nominale ale generatoarelor;
μ — coeficientul de scară al puterii;
λ — coeficientul de scară al tensiunii.

O altă condiție constă în egalitatea impedanțelor în unități relative, exprimată prin relația:

$$z_* = Z_* \tag{3}$$

sau:

$$z[\Omega] = \frac{\lambda^2}{\mu} Z[\Omega]$$

Factorul de scară al timpului s-a ales egal cu unitatea, deci microsistemul funcționează la aceeași frecvență ca și sistemul real.

De aici rezultă o nouă condiție și anume egalitatea constantelor de timp. În general constanta de timp a unui circuit inductiv se exprimă cu relația:

$$t = \frac{L}{R} \tag{5}$$

Pentru realizarea unor constante de timp mari (de ordinul secundelor) apropiate de cele ale grupurilor reale, folosind generatoare mici care au constantele de timp de ordinul 0,1... 0,7 s trebuie fie mărită inductanța fie scăzută rezistența circuitului respectiv.

Pentru grupurile existente, prevăzute cu înfășurări de amortizare se prezintă comparativ parametrii generatorului modelat și ai generatorului real (tabelul 1).

Tabelul 1

Simbol	Denumirea parametrului	Generator real $P_n = 330$ MW, $U_n = 15{,}75$ kV $I_n = 14{,}2$kA; $f = 50$ Hz $n = 3\,000$ rot/min	Generator modelat $P_n = 4$ KW, $U_n = 400$V, $I_n = 7{,}2$A $f_n = 50$ Hz $n = 3\,000$ rot/min
X_d	Reactanța sincronă longitudinală	212 %	137,8 %
X_q	Reactanța sincronă transversală	75 %	81,25 %
X'_d	Reactanța tranzitorie longitudinală	33 %	34,75 %
X''_d	Reactanța subtranzitorie longitudinală	19,8 %	14,06 %
R_s	Rezistența statorului	0,021	0,923
T'_d	Constanta de timp tranzitorie		0,018
T''_d	Constanta de timp subtranzitorie		0,0014
R_{ex}	Rezistența de excitație	0,125–0,153	10,7

Fiecare dintre modelele de generator prezintă înfășurări suplimentare de excitație cuplate magnetic cu înfășurarea de excitație principală, cu ajutorul cărora se poate introduce în circuit o tensiune contraelectromotoare avînd efectul unei rezistențe negative înseriată cu înfășurarea rotorică.

În curs de realizare este un dispozitiv cu rezistență negativă cu amplificatoare operaționale, a căror schemă de principiu este dată în figura 2.

Ecuația tensiunii de excitație pentru generatorul modelat devine:

$$V_f = (R_f + R_s - K_1 K_2 R_s) i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \qquad (6)$$

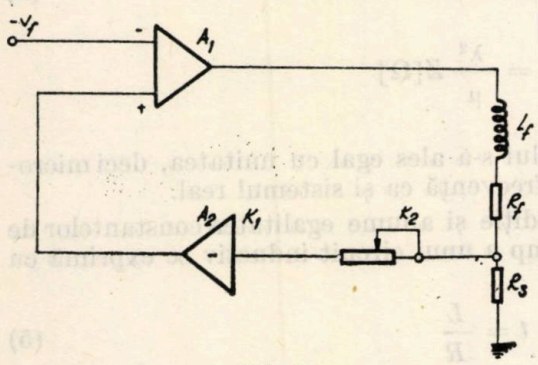


Fig. 2

în timp ce ecuația circuitului de excitație a generatorului real este:

$$V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \qquad (7)$$

Se observă că efectul de scădere a rezistenței se obține cu ajutorul termenului $K_1 K_2 R_s$, unde K_1, K_2 reprezintă factorul de amplificare respectiv factorul de divizare al potențiometrului.

2.2. *Modelarea liniilor electrice*

2.2.1. *Modelarea unei linii electrice de curent alternativ de 400 kV*

Microsistemul conține trei linii electrice de curent alternativ cu o lungime de 500 km fiecare. Cele trei linii electrice constituie modelele unor linii reale de 400 kV existente în S.E.

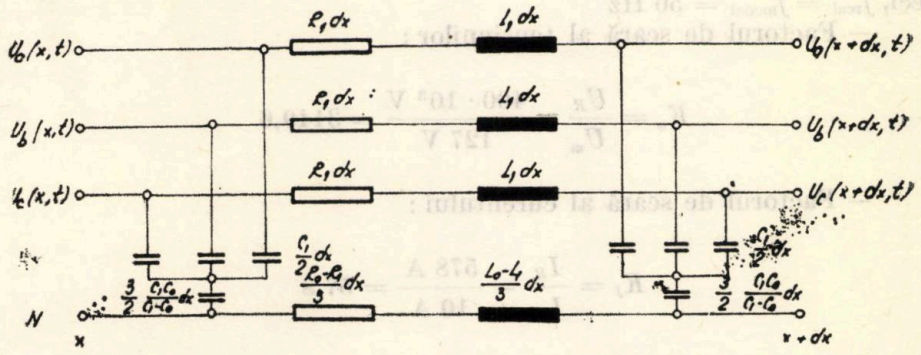


Fig. 3

Pentru modelare folosim o schemă echivalentă în π, care pentru un tronson infinit mic al liniei, este prezentată în figura 3. În schema echivalentă prezentată s-au folosit notațiile:

$R_1 + j\omega L_1 = \underline{Z}_1$ este impedanța de secvență directă a liniei;

$R_0 + j\omega L_0 = \underline{Z}_0$ — impedanța de secvență homopolară a liniei;

$j\omega C_1 = \underline{Y}_1$ — admitanța de secvență directă a liniei;

$j\omega C_0 = \underline{Y}_0$ — admitanța de secvență homopolară a liniei

Pentru o linie de lungime finită l, se determină numărul optim n, de multipoli necesari pentru modelare, în așa fel încît linia modelată să prezinte aceleași caracteristici de frecvență ca și linia reală, deci frecvența proprie de oscilație de ordinul k a modelului să prezinte cel puțin o abatere $\varepsilon_{\omega k}$ prestabilită față de frecvența proprie corespunzătoare liniei reale.

Pe baza răspunsului la treapta unitate pentru linia reală și pentru model, rezultă numărul optim de multipoli $n = 5$ pentru o linie cu lungimea $l = 500$ km.

Parametrii lineici ai unei linii reale de 400 kV sînt dați în tabelul 2.

Tabelul 2

Parametri lineici

R_1[Ω/km]	X_1[Ω/km]	C_1[nF/km]	R_0[Ω/km]	X_0[Ω/km]	C_0[nF/km]
0,03	0,33	11,5	0,22	1,02	7

Cunoscîndu-se numărul de multipoli și parametrii liniei reale se trece la determinarea parametrilor modelului impunîndu-se pentru model tensiunea $U_m = U_n = 127$ V și curentul $I_m = I_n = 10$ A. În acest scop se stabilesc factorii de scară:

— Factorul de scară al timpului K_t:

$$K_t = \frac{T_{\text{real}}}{T_{\text{model}}} = 1$$

Deci, $f_{\text{real}} = f_{\text{model}} = 50$ Hz

— Factorul de scară al tensiunilor:

$$K_u = \frac{U_R}{U_m} = \frac{400 \cdot 10^3 \text{ V}}{127 \text{ V}} = 3149{,}6$$

— Factorul de scară al curentului:

$$K_I = \frac{I_R}{I_m} = \frac{578 \text{ A}}{10 \text{ A}} = 57{,}8$$

— Factorul de scară al impedanțelor:

$$K_z = K_u / K_I = \frac{3149{,}6}{57{,}8} = 54{,}49$$

Folosind factorii de scară astfel calculați rezultă parametrii modelului, prezentați în figura 4.

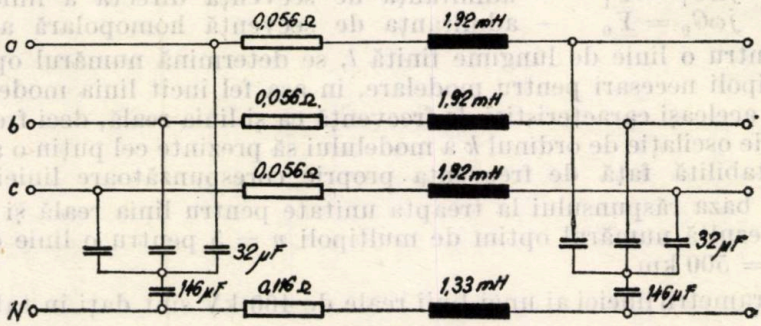


Fig. 4

2.2.2. *Modelarea unei linii electrice de curent continuu* ⏚ 400 kV

Modelul liniei de curent continuu este format din 10 tronsoane a cîte 100 km lungime fiecare. La fiecare capăt al liniei se găsește cîte o stație de redresare-inversare (fig. 5).

Fiecare stație cuprinde cîte două redresoare cu tiristoare în punte trifazată, legate în serie, avînd punctul median pus la nul pentru a se

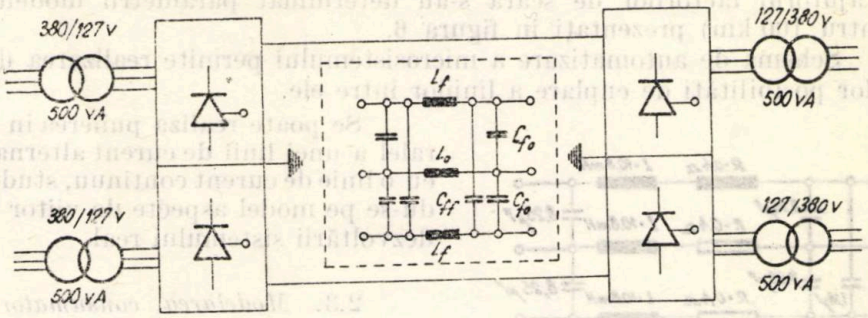


Fig. 5

putea folosi fie circuitul I — între (+) și (0), fie circuitul II — între (0) și (−), fie circuitul I−II între (+) și (−). Tiristoarele sînt comandate automat pe grilă astfel încît să permită o reglare a tensiunii continue de transport. Regulatoarele automate ale instalației asigură la redresor reglarea curentului continuu debitat, iar la invertor reglarea tensiunii după o caracteristică statică dată.

Pentru modelarea liniei se pleacă de la o linie reală de ± 400 kV ai cărui parametrii lineici sînt dați în tabelul 3.

Tabelul 3

Parametri lineici ai unei linii de c.c. de ± 400 kV

R[Ω/km]	X[Ω/km]	C_{f0}[nF/km]	C_{ff}[nF/km]
0,037	0,317	8,82	1,26

Cunoscîndu-se numărul de tronsoane și parametrii reali se determină factorii de scară impunîndu-se pentru model tensiunea $U_n = U_m =$ $= \pm$ 100V și curentul $I_n = I_m =$ 2,5 A.

— Factorul de scară al tensiunii :

$$K_u = \frac{U_R}{U_m} = \frac{750\,000}{200} = 3\,750$$

— Factorul de scară al curentului :

$$K_I = \frac{I_R}{I_m} = \frac{1\,000}{2{,}5} = 400$$

— Factorul de scară al impedanțelor :

$$K_z = \frac{K_U}{K_I} = \frac{3\,750}{400} = 9{,}35$$

Cu ajutorul factorilor de scară s-au determinat parametrii modelului (pentru 100 km) prezentaţi în figura 6.

Schema de automatizare a microsistemului permite realizarea diferitelor posibilităţi de cuplare a liniilor între ele.

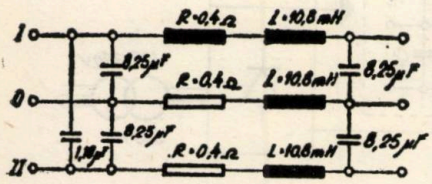


Fig. 6

Se poate realiza punerea în paralel a unei linii de curent alternativ cu o linie de curent continuu, studiindu-se pe model aspecte de viitor ale dezvoltării sistemului real.

2.3. *Modelarea consumatorilor*

Comportarea consumatorilor în cadrul sistemului electroenergetic, influenţează uneori foarte puternic procesele ce au loc şi de aceea pentru o modelare mai precisă a întregului sistem apare necesitatea modelării consumatorilor cu aceeaşi precizie ca şi precizia de modelare a celorlalte ele mente ale sistemului-generatoare, linii etc.

Forma cea mai corectă de reprezentare a sarcinii complecxe pentru majoritatea studiilor ce se întreprind este acea a caracteristicilor *statice şi dinamice* ale diferitelor noduri.

Caracteristicile statice ale consumatorilor complecşi reprezintă variaţia puterii active şi reactive consumate în funcţie de tensiunea şi frecvenţa nodului respectiv, considerînd viteza de variaţie a acestora infinit mică, adică $P = f(U)$, $Q = f(U)$, $P = \varphi(f)$, $Q = \varphi(f)$. Aceste funcţii caracterizează în mod corespunzător nodul respectiv în două situaţii şi anume regimul normal şi regimul de după avarie.

În cadrul studiilor de regimuri tranzitorii consumatorii sînt reprezentaţi prin caracteristicile dinamice, care indică legătura dintre puterea activă şi reactivă în timp, şi variaţia rapidă a tensiunii şi frecvenţei, inclusiv fenomenele de scurtcircuit, descărcare de sarcină şi funcţionare asincronă.

Deci modelarea consumatorilor se va face în fiecare caz concret, în funcţie de problema propusă.

Similitudinea proceselor dinamice este asigurată dacă :

a) Caracteristicile statice ale nodurilor consumatoare sînt corect reproduse, adică dacă se asigură identitatea lor cu caracteristicile originale ;

b) Constantele de inerţie sînt echivalente ;

c) Caracteristicile cuplu-turaţie ale modelului sînt identice cu caracteristicile analoage ale originalului.

Reproducerea pe model a celor patru caracteristici nu este posibilă deoarece aceste caracteristici sînt valabile doar pentru o anumită schemă de alimentare a nodului.

Pentru modelarea consumatorilor complecşi în cadrul laboratorului, aceştia sînt reprezentaţi prin *motoare asincrone, rezistenţe variabile, baterii de condensatoare, bobine* cu posibilităţi de cuplare în diferite noduri (fig. 1).

Fiecare din aceste tipuri de consumatori au o comportare specifică faţă de modificările mărimilor de la borne.

Alura caracteristicii rezultante a consumatorului complex depinde pe de o parte de tipurile consumatorilor componenţi racordaţi la bara de consum a sistemului iar pe de altă parte de ponderea (notată cu p respectiv q) fiecărui consumator în consumul total:

$$P(U) = p_1 \cdot P_1(U) + p_2 \cdot P_2(U) + \ldots + p_n P_n(U)$$
$$Q(U) = q_1 \cdot Q_1(U) + q_2 \cdot Q_2(U) + \ldots + q_n Q_n(U) \tag{8}$$

unde $P_i(U)$, $Q_i(U)$ sînt funcţiile de dependenţă ale puterii active şi reactive absorbite de consumatorul de tip i, în raport cu tensiunea.

În general, puterea activă rezultantă în domeniul tensiunilor normale, se modifică aproximativ liniar cu tensiunea.

În cazul în care predomină consumatorii rezistivi (casnici, iluminat) variaţia puterii cu tensiunea se apropie de o alură pătratică. Puterea reactivă în domeniul tensiunilor normale, se modifică aproximativ cu pătratul tensiunii şi prezintă un minim de valoare la o tensiune de $(0{,}7 - 0{,}85)U_n$, după care se modifică aproximativ invers proporţional cu pătratul tensiunii.

În multe cazuri, în calculele de sistem, consumatorii se introduc prin parametrii constanţi, simplificîndu-se mult calculele. Parametrii se determină din puterile şi tensiunile nominale ale consumatorului: $G = P_n/U_n^2$ şi $B = Q_n/U_n^2$. Puterea activă şi reactivă absorbită la altă tensiune decît cea nominală va rezulta:

$$P = U^2 G$$
$$Q = U^2 B$$

O asemenea reprezentare a consumatorului complex (prin consumator cu parametrii constanţi) introduce erori moderate în reprezentarea caracteristicii statice a puterii reactive, în schimb introduce erori foarte mari în reprezentarea caracteristicii statice a puterii active.

În funcţie de problema ce urmează a fi studiată pe microsistem se alege un anumit regim de funcţionare pentru consumatorii din laborator, astfel încît funcţionarea lor să se apropie de caracteristicile consumatorului real.

3. Posibilităţi de utilizare ale microsistemului

I. Studiul regimurilor normale de funcţionare ale S.E.:
— Transferul de putere printr-o linie de c.c.;
— Transferul de putere printr-o linie de curent alternativ;
— Transferul de putere printr-o linie de c.c. în paralel cu o linie de curent alternativ.

II. Studii de stabilitate:
— Stabilitatea tranzitorie a generatorului pe bară de putere infinită;
— Stabilitatea tranzitorie a două generatoare legate printr-o linie de curent alternativ sau de curent continuu;

— Stabilitatea tranzitorie a generatoarelor conectate în paralel cu sistemul electroenergetic;

— Studii de stabilitate la funcţionarea în paralel a liniei de curent continuu cu alte linii de curent alternativ.

III. Determinarea parametrilor maşinii sincrone:

— Determinarea experimentală a parametrilor de regim permanent;

— Determinarea experimentală a parametrilor de regim tranzitoriu.

IV. Verificarea criteriilor de similitudine

V. Automatica generatorului sincron:

— Protecţia prin relee a generatorului;

— Studiul regulatoarelor de tensiune şi viteză (RAT, RAV);

— Forţarea excitaţiei;

— Descărcarea automată a sarcinii (DAS).

VI. Automatica instalaţiilor de redresare-invertare.

VII. Verificarea unor noi protecţii prin relee pentru sistem.

VIII. Legarea în perspectivă a microsistemului cu un calculator de proces MC—8.

Concluzii

Microsistemul electric, din cadrul catedrei de Reţele şi sisteme electrice, reprezintă o instalaţie complexă specializată în studiul regimurilor de funcţionare ale sistemelor electroenergetice cuprinzînd şi linii de transport în curent continuu.

Datorită caracterului său de model fizic microsistemul în ciuda răspîndirii calculatoarelor numerice — constituie atît un mijloc important de cercetări teoretice cît şi un excelent instrument didactic, pus la dispoziţia cadrelor didactice şi a studenţilor.

Instalaţii asemănătoare funcţionează la Moscova, Leningrad, Irkutsk, la EdF — Paris, la Glasgow, la Quebec, la Mexico precum şi la laboratorul PECS din Institutul Politehnic Bucureşti.

BIBLIOGRAFIE

Venikov, V. A. — Aplicarea teoriei similitudinii şi modelării în electroenergetică. Editura tehnică, Bucureşti, 1972.

* * * — Le microréseau. EdF-DER, Edition 1973, Paris.

The Simulation Criterions Used in the Building up the a.c. Microsystem with d.c. Connections

This paper presents the criterions to be used in the model of the power system component elements which included also the direct current networks. There are also comparatively presented the parameters of the synchronous machines and the networks in the real and model system.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

C.Z.: 621.316.1

EFFET D'ECRAN DU CABLE DE GARDE. PROBABILITE DE DEFAILLANCE

D. CRISTESCU, P. POSTOLACHE*

En prenant en compte les différentes hypothèses sur la relation entre la distance d'amorçage au sol et au conducteur, on obtient la variation de la probabilité de la chute directe sur le câble actif, compte-tenu de l'effet d'écran des câbles de garde.

Les abaques utilisables pour différentes structures de pylônes sont données pour diverses distributions des coups de foudre et pour les tensions 220 et 400 kV. La protection assurée par le câble de garde est efficace seulement pour des angles de protection petits ou même négatifs.

On donne aussi une formule de calcul de la probabilité de chute en fonction de l'angle de protection pour diverses tensions et diverses distributions de l'intensité de la foudre.

1 — Le concept du modèle électrogéométrique a été introduit dans les années soixante par Whitehead pour l'étude de l'écran assuré par le câble de garde d'une ligne électrique [1]. Cette méthode de calcul, simple et commode n'est pas arrivée au bout de ses possibilités, fait qui explique la quantité importante des travaux effectués dans les dernières années, travaux qui continuent les efforts de perfectionnement de cette méthode, d'augmenter sa fiabilité.

2 — Calcul de l'angle de protection

En partant du modèle électrogéométrique et utilisant les méthodologies de calcul présentées dont la dernière aux réunions du Comite 33 de l'anné 1979 [2, 3] dans ce papier on utilisera les plus récentes hypothèses dans le domaine tels que :

— la probabilité différente d'amorçage au sol et au conducteur, donc des distances d'orientation différentes,

$$r_g = K\, r_c$$

Ouvrage reçu à la rédaction le 19 novembre 1980

* Professeur; Lecteur, Chaire de Réseaux électriques

où d'après les significations de la figure 1 :

r_g — distance d'amorçage au sol

r_c — distance d'amorçage au conducteur

K — un coefficient qui possède d'après les différentes opinions les valeurs

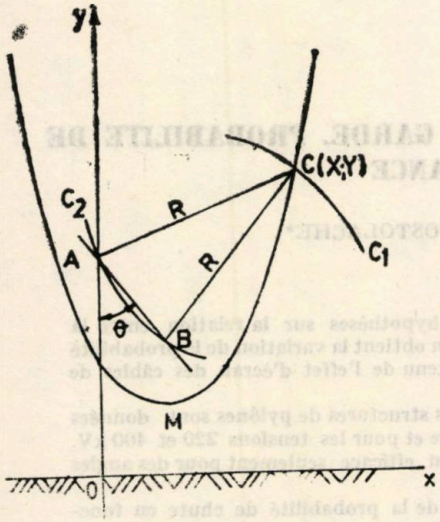


Fig. 1

$K = 0{,}8$ d'après Anderson [4]

$K = 0{,}9$ d'après Hileman [5]

$K = 1$ d'après Whitehead [1]

— L'utilisation d'une distance d'orientation R du genre :

$$R = \alpha I^{\beta}$$

Whitehead a proposé initialement [1] la valeur de 6,7 pour le coefficient α et 0,8 pour l'exposant β donc pour I en (kA) et R en (m)

$$R = 6{,}7\, I^{0.8}$$

Des recherches ultérieures particulièrement pour les amorçages au conducteur [4, 5] ont conduit à une formule :

$$R = 10\, I^{0{,}65}$$

C'est cette dernière formule qu'on va prendre en considération dans ce papier pour obtenir les courbes de variation.

L'équation de la parabole, lieu géométrique des points se trouvant à la distance r_g du sol et r_c du conducteur est :

$$(x - r_x)^2 = \left(\frac{1}{K^2} - 1\right) y^2 + 2h_x \left(y - \frac{h_x}{2}\right) \qquad (1)$$

Les notations utilisées correspondent à la figure 1 qui représente une section transversale à la ligne, avec l'axe verticale passant par le conducteur de protection.

Le cercle C_1 avec le centre dans la trace du conducteur actif (point B) et de rayon R est décrit par l'équation :

$$(x - r_x)^2 + (y - h_x)^2 = R^2 \qquad (2)$$

et il coupe la parabole dans le point C (X, Y).

Le cercle C_2 de rayon R, ayant le centre dans ce point C qui passe certainement par la trace B du conducteur actif et qui doit passer par la trace

du câble de garde (point A) pour que les deux probabilités de chute soient égales, a l'équation :

$$(x - X)^2 + (y - Y)^2 = R^2 \tag{3}$$

La condition pour qu'il passe par le point $A\ (0, h)$ est :

$$X^2 + (h - Y)^2 = R^2 \tag{4}$$

Les coordonnées du point d'intersection C s'obtiennent en résolvant le système (1) + (2)

$$X = r_x + \sqrt{(1-K)^2 R^2 + 2h_x \left(KR - \frac{h_x}{2}\right)} \tag{5}$$

$$Y = K R$$

Ces coordonnées doivent vérifier la condition (4) ce qui donne l'équation du lieu géométrique sur lequel doit se trouver à la limite, le câble actif pour que dans la position donnée du câble de garde $A\ (0, h)$ et pour un courant donné I de la foudre, ce câble actif ne soit pas touché. En tenant compte que l'apparition d'une foudre d'une certaine amplitude est un processus aléatoire, la façon antérieure de présenter les choses met en évidence l'aspect probabilistique de la protection assurée par le câble de garde.

On arrive à la relation suivante :

$$r_x = r_0 - \sqrt{(1 - K^2) R^2 + h_x (2K R - h_x)} \tag{6}$$

représentant la section planne du cylindre qui réalise les conditions mentionnées.

Si on observe que l'angle de protection peut être écrit comme :

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{r_x}{h - h_x} \tag{7}$$

on arrive à la formule :

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{2\,KR - h - h_x}{r_0 + \sqrt{R^2 - (KR - h_x)^2}} \tag{8}$$

qui donne l'angle de protection assurée par un câble de garde placé à la hauteur h pour un câble actif situé en h_x dans les conditions probabilistiques déduites de la valeur du courant I contenue dans la distance d'orientation.

3. Efficacité probabilistique de l'écranage

En ce qui suit on va obtenir des diagrames pour l'angle de protection déterminable par la formule (9).

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{2K\alpha I^{\beta} - h_{cp} - h_{ca}}{r_0 + \sqrt{\alpha^2 I^{2\beta} - (\alpha I^{\beta} - h_{ca})^2}} \tag{9}$$

avec les significations :

$$r_0 = \sqrt{\alpha^2 I^{2\beta} - (K\alpha I^{\beta} - h_{cp})^2} \tag{10}$$

h_{ca}, h_{cp} : les hauteurs moyennes de suspensions des cables actifs et de garde. Donc, comme suite à ce raisonnement, on obtient avec p (%) la probabilité d'un courant de foudre dont l'amplitude est égale ou dépasse une valeur I donnée, et comme par la relation (9) au courant I correspond un angle θ, il en résulte qu'en ce cas, la protection est assurée avec une probabilité p (%).

C'est par cette voie qu'on peut déterminer ce que dans certains travaux est appelée probabilitée de pénétration de l'écran assuré par le fil de garde. Pour les diagrammes on a utilisé les valeurs de I du tableau I, depuis $p = 99{,}9$ % à la $p = 90$ % ce qui correspond à une probabilité de pénétration de l'écran $q = 1 - p$ qui varie de 0,1 % à 10 %.

Pour les amplitudes, on a supposé la distribution log-normale de valeur moyenne $\bar{I}$ et écart type σ trois distributions des courants [4, 6].

A — foudre négative (descendante)

$$\bar{I} = 31 \text{ kA} ; \qquad \sigma = 0{,}3 \text{ kA}$$

B — foudre positive (ascendante)

$$\bar{I} = 27 \text{ kA}, ; \qquad \sigma = 0{,}41 \text{ kA}$$

C — toutes les foudres

$$\bar{I} = 25 \text{ kA} ; \qquad \sigma = 0{,}39 \text{ kA}$$

Tableau I

$q = 1 - p$ / Distrib.	0,1 %	0,2 %	0,3 %	0,5 %	1 %	5 %	10 %
A [kA]	3,7	4,3	5	5,3	6,3	10	10,3
B [kA]	—	—	—	—	—	2,2	4
C [kA]	1,6	1,8	2,1	2,6	3,1	5,9	8

Avec les courbes de l'angle de protection fonction de la probabilité on peut déduire, tel comme après [2] la distance horizontale qui sépare le câble de garde du câble actif, ce qui revient à dire qu'on fixe l'inclinaison

de la console qui porte le câble de garde pour les pylônes 2 × 400 kV (voir fig. 3) ou 400 kV haubannés, ou la longueur des consoles pour les autres types de lignes.

Pour les lignes 220 (230)kV la longueur de la console s'obtient grace à d'autres considérations. Par conséquence, pour agir sur l'angle de protection à ce palier de tension, on modifie la hauteur du câble de garde, donc en répétant le calcul antérieur qui a comme données initiales h_{cp} et h_{ca}.

4. Abaques de calcul. Conclusions

Les relations (9) et (10) ont été utilisées pour déterminer la probabilité de pénétration de l'écran assurée par le câble de garde pour les lignes de 220 kV et 400 kV.

Pour le palier de 220 kV on a utilisé les paramètres suivants :

$$h_{ca} = 12 \text{ m} ; \qquad h_{cp} = 18 \text{ m}$$

et pour le palier 400 kV

$$h_{ca} = 14{,}5 \text{ m} ; \qquad h_{cp} = 23{,}3 \text{ m}$$

pour la ligne simple circuit haubannée. Pour les lignes double circuit les données sont celles des figures 2 et 3.

Les calculs ont été effectués pour les trois distributions du courant de foudre, (voir tableau I). Pour chaque distribution on a étudié les variantes suivantes :

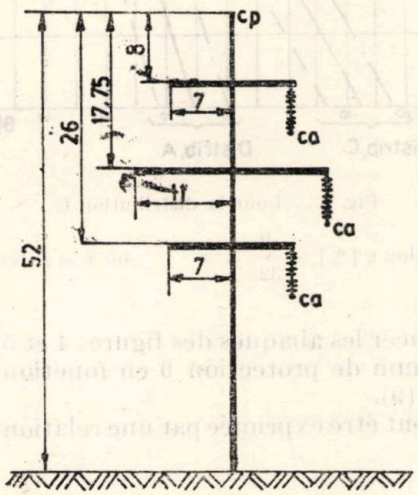


Fig. 2

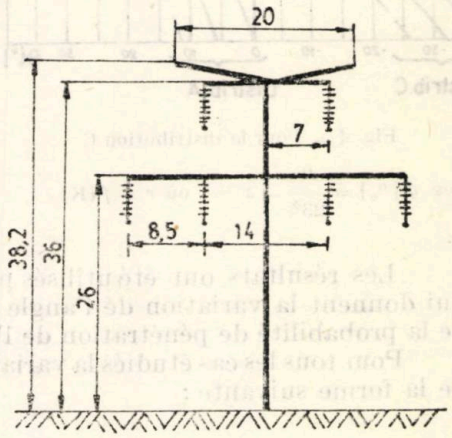


Fig. 3

Variante 1 $\alpha = 10$ $\beta = 0{,}65$

$K = 0{,}9$ donc : $r_g = 0{,}9\, r_c$

(condition Weck-Hileman)

Variante 2 $\alpha = 10$ $\beta = 0{,}65$

$K = 1$ donc : $r_g = r_c$

(condition Whitehead)

Variante 3 $\alpha = 10$ $\beta = 0{,}65$

$K = 0{,}8$ donc : $r_g = 0{,}8\, r_c$

(Condition Anderson).

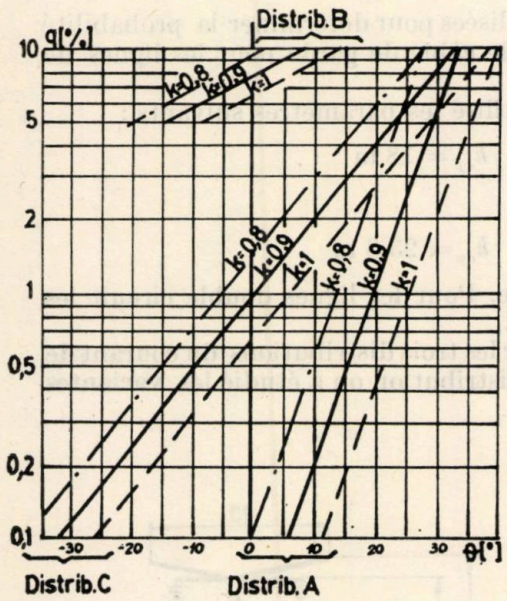


Fig. 4 — Pour la distribution C

$$\log q\,[\%] = \frac{\theta}{23^\circ} - x \qquad \text{où } x = f(K)$$

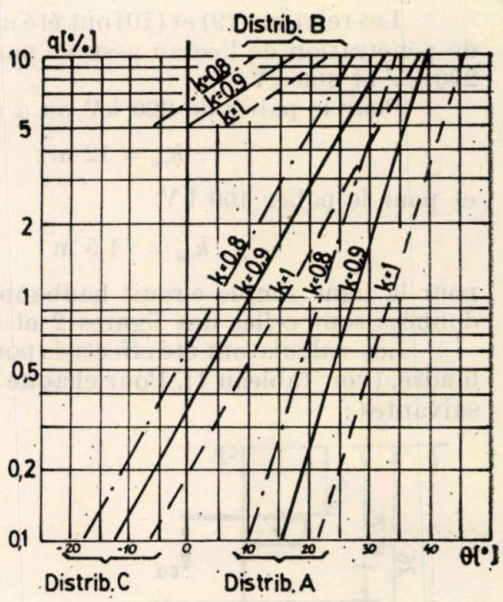


Fig. 5 — Pour la distribution C

$$\log q\,[\%] = \frac{\theta}{32^\circ} - x \qquad \text{où } x = f(K)$$

Les résultats ont été utilisés pour tracer les abaques des figures 4 et 5 qui donnent la variation de l'angle minimum de protection θ en fonction de la probabilité de pénétration de l'écran (9).

Pour tous les cas étudiés la variation peut être exprimée par une relation de la forme suivante :

$$\log q_{[\%]} = \frac{\theta}{\theta_0} - x$$

où les deux coefficients θ_0 et x dépendent de la géométrie du pylône, de la distribution prise en compte et de la variante employée.

Le tableau suivant donne les valeurs numériques de ces deux gradeurs.

Tabeau II

	Palier 220 kV				Palier 400 kV			
	θ_0	Var 1	Var. 2	Var .3	θ_0	Var. 1	Var. 2	Var. 3
Distrib. A	13°	2,6	2,1	1,6	15°	1,74	1,3	0,9
Distrib. B	57°	— 0,6	— 0,7	— 0,8	73°	— 0,8	— 0,9	— 1,0
Distrib. C	23°	0,6	0,44	0,2	32°	0,2	0,03	— 0,1

Dans la figure 6 on donne la variation du coefficient x pour les différentes distributions et variantes possibles.

Les résultats ci-dessus signalés peuvent aboutir à des conclusions particulièrement intéressantes pour la coordination de l'isolement des lignes et pour leur protection contre la foudre. On se contente de n'en signaler que deux.

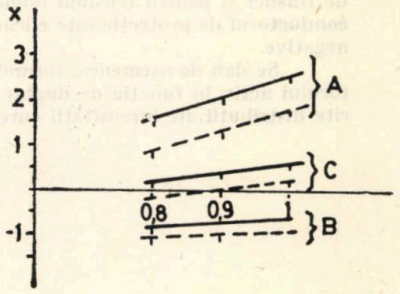


Fig. 6 — _____ U_n = 220 kV
..... U_n = 400 kV

a — En prenant en considération la distribution pour tous les coups de foudre (C), le seul cas intéressant d'ailleurs dans la coordination, une protection d'une certaine efficacité est assurée seulement pour des angles de protection petits ou même négatifs. La limite bien connue de 30°assure la protection avec une probabilité comprise entre 6 % et 11 % d'après la variante de K ; ces valeurs sont inacceptables. Pour des lignes particulières, le calcul en utilisant ces abaques ne présente aucune difficulté.

b — Il est très important d'établir une position sur la valeur de K car cette valeur influence sensiblement l'angle de protection pour une probabilité donnée. Pour 1 % par exemple, il doit être compris entre — 5° et 7° pour les lignes 400 kV, distribution C. Par cette voie, il influence directement ce qui se passe du point de vue de la coordination de l'isolement. On signale de plus qu'une telle situation influence aussi le niveau de surtension qui s'induit sur les autres phases donc toute la conception des lignes du point de vue coordination de l'isolement.

BIBLIOGRAPHIE

1 — *Armstrong, H. R., Whitehead E. R.* Field and] analytical studies of transmission line shieding IEEE, Trans. On Pas, 87 1968 n. 1

2 — „Transmission line reference book — 345 kV and above" ERC — EPRI — !Project — UHV, 1975 — New York

3 — *Cristescu D.* „Theoretical determining of protection areas against linghtning strokes" CIGRE, SC 33, Neptun 1979

4 — *Anderson R. B., Eriksson A. J.* "Lightning parameters for engineering application" CIGRE SC 33, Neptun 1979
5 — *Hileman, H.R,* "Insulation design of overhead transmission lines" CIGRE, SC 33 Neptun 1979
6 — *Weck, K. H.* "Application of lightning parameters" CIGRE WG 33—01—01 LE PUY 1974
7 — *Cristescu D, Postolache P.* Buletinul IPB — 39 — 1977, n. 3

Efectul de ecran al conductorului de protecţie
Probabilitatea de străpungere

Luînd în considerare diferite ipoteze privind relaţia între distanţa de străpungere la sol şi la conductor se calculează probabilitatea căderii trăsnetului pe conductorul activ, ţinîndu-se seama de efectul de ecran al conductorului de protecţie.

Pe baza calculelor efectuate, se dau abace — utilizabile pentru diferite structuri de stîlpi — trasate pentru diferite distribuţii ale amplitudinii curentuiui de trăsnet şi pentru tensiuni nominale de 200 şi 400 kV. Protecţia asigurată de conductorul de protecţie este eficace numai pentru unghiuri de protecţie mici sau negative.

Se dau de asemenea, formule de calcul al probabilităţii de lovire a conductorului activ în funcţie de unghiul de protecţie, pentru diferite tensiuni şi diferite distribuţii ale intensităţii curentului de trăsnet.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

C. Z.: 62—5

AUTOMATICĂ

O METODĂ DE PROIECTARE DIRECTĂ ÎN DOMENIUL TIMP A SISTEMELOR DE REGLARE AUTOMATĂ

SERGIU CĂLIN

În lucrare este propusă o metodă de proiectare directă, în domeniul timp, a regulatoarelor automate numerice realizate cu microprocesoare. Pentru un semnal de referință dat este impus răspunsul discret, rezultînd algoritmul necesar al regulatorului numeric. Se verifică rezultatele metodei pentru semnale de referință treaptă și rampă, precum și în cazul acțiunii unor perturbări.

1. Scopul lucrării

Proiectarea sistemelor de reglare automată continue se efectuează prin impunerea unor performanțe staționare și tranzitorii ale răspunsului $y(t) \equiv y$ al sistemului la anumite semnale aplicate în puncte determinate. În practică aceste semnale sînt fie variații ale mărimii de referință $w(t) \equiv w$, aplicată la intrarea sistemului, fie variații ale unor perturbări, aplicate la ieșirea procesului automatizat, sau la intrarea acestuia într-un punct intermediar din cadrul procesului.

Ca tip al semnalelor, practica proiectării consemnează semnale treaptă sau rampă, respectiv combinații succesive ale acestora.

Performanțele impuse răspunsului y se referă în regim staționar la eroarea staționară ε_{st}, iar în regim tranzitoriu prevăd, de regulă, limitarea suprareglajului σ și a duratei regimului tranzitoriu t_r. Întrucît un răspuns dorit $y_d(t) \equiv y_d$ nu va fi exact impus — deoarece stabilirea ecuației unei curbe care să treacă printr-un număr relativ mare de puncte este dificilă și include aproximații inerente — proiectarea sistemelor continue pornește de la încadrarea răspunsului y în anumite limite fixate de performanțele impuse, menționate mai sus.

Această încadrare a răspunsului necesită ca etapă intermediară amplasarea polilor și zerourilor funcției de transfer a sistemului închis în domenii care să corespundă limitelor fixate pentru răspunsul y, cores-

Manuscris predat redacției la data de 11 noiembrie 1980
* Prof. dr. ing. Catedra Automatică II

pondență bazată pe relațiile dintre domeniul s și domeniul t, implicînd, de asemenea, o serie de aproximații.

Totodată, proiectarea are ca date inițiale fie performanțele impuse răspunsului la un semnal de intrare, fie performanțele impuse răspunsului la perturbări, obținerea unor performanțe dorite la ambele tipuri de semnale conducînd, de regulă, la rezultate contradictorii ale proiectării și necesitînd adoptarea unui compromis [1].

Metodologia de proiectare devine deosebit de dificilă în cazul cînd instalația tehnologică include un timp mort important, deoarece pentru asemenea sisteme nu mai pot fi folosite relațiile între repartiția polizerouri și răspunsul în timp, avînd în vedere prezența exponențialei în funcția de transfer. Aceste dificultăți de proiectare explică prezența relațiilor empirice și semiempirice pentru proiectarea parametrilor regulatorului automat [2, 3, 4], fiind adoptată presupunerea că structura acestuia este apriori adoptată prin alegerea uneia dintre legile de reglare tipizate.

Proiectarea sistemelor discrete folosește, de asemenea, amplasarea polilor și zerourilor în interiorul cercului de rază unitară în poziții care să asigure încadrarea răspunsului între anumite limite fixate de performanțele impuse [5].

Prezenta lucrare propune o metodă de proiectare directă, în domeniul timp, a regulatoarelor automate — presupuse de tip numeric, cu microprocesor — în acest scop fiind necesar un model discret al instalației automatizate.

2. Sistemul considerat

Se consideră că schema de elemente a sistemului i poate fi pusă sub forma din figura 1, unde *RN* este regulatorul numeric, blocul *F* include elementele de eșantionare și reținere (în canalul comenzii și în canalul

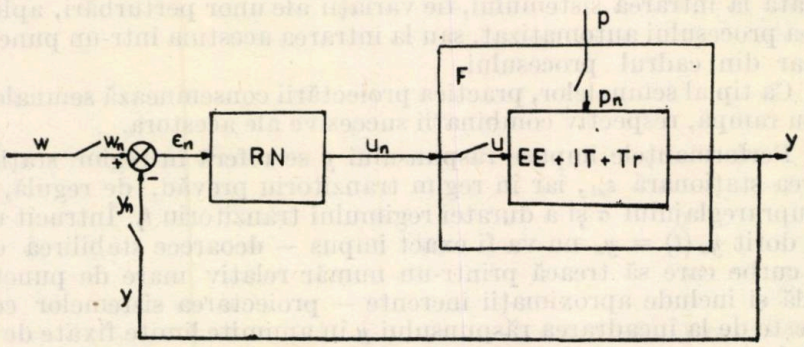


Fig. 1

perturbării), elementul de execuție *EE*, instalația tehnologică *IT* și traductorul *Tr*, iar mărimile discrete sînt notate cu : w_n — referința, ε_n — eroarea, cu

$$\varepsilon_n = w_n - y_n, \tag{1}$$

u_n — comanda, p_n — perturbarea; mărimile continue sînt notate cu aceleași litere, fără indici.

S-a considerat că elementele de eșantionare și reținere sînt incluse în blocul F deoarece identificarea modelului discret al acestui bloc se realizează aplicînd la intrarea considerată un semnal pseudo-aleator binar [6, 7] — reprezentat de o succesiune de semnale constante pe anumite intervale — deci nu de o succesiune de impulsuri, fiind astfel implicată reținerea valorii semnalului pe durata fiecărui tact.

3. Metoda propusă

Ca și în cazul metodelor actuale de proiectare a sistemelor de reglare automată se presupune că proiectarea are în vedere obținerea unui răspuns dorit la un anumit semnal aplicat într-un punct stabilit al sistemului, ulterior verificîndu-se admisibilitatea comportării sistemului la alte semnale, aplicate în același punct sau în altul.

Pentru ilustrarea metodei propuse se consideră că proiectarea are ca scop obținerea unui răspuns dorit y_{dn} la un semnal treaptă unitară w_n aplicat la intrarea sistemului în condiții inițiale nule (în absența perturbării p_n) și avînd o funcție de transfer discretă a blocului F de forma

$$H_F(z^{-1}) \stackrel{\Delta}{=} \frac{Y(z^{-1})}{U(z^{-1})} = \frac{0{,}11\, z^{-8}}{1-0{,}888\, z^{-1}} \tag{2}$$

identificată prin modul menționat.

Din (2) rezultă că blocul F este caracterizat de un timp mort τ — cu

$$\tau = 7T \tag{3}$$

(T fiind perioada de eșantionare, pentru simplitate adoptîndu-se $T = 1$s) — și de o întîrziere de ordinul I. În (2) apare z^{-8} deoarece intervine și reținerea pe interval de o perioadă a elementului de eșantionare și reținere.

Datorită valorii τ din (3) rezultă că semnalul y_n trebuie să fie nul șapte perioade de eșantionare, chiar dacă semnalul u_n nu este nul. De asemenea, chiar dacă

$$u_{n-7} \neq 0 \tag{4}$$

rezultă

$$y_n = 0 \tag{5}$$

datorită întîrzierii de ordinul I din blocul F; cu condiția (4), prima valoare nenulă posibilă a ieșirii este definită de relația

$$y_{n+1} \neq 0, \tag{6}$$

respectiv

$$y_k \neq 0 \tag{7}$$

numai dacă

$$u_{k-8} \neq 0. \tag{8}$$

Pentru semnalul de referinţă treaptă considerat, deci cu

$$W(z^{-1}) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \tag{9}$$

se presupune că este dorit răspunsul y_{dn} definit de valorile

$$\begin{aligned} &y_1 = y_2 = y_3 = \ldots y_8 = 0 \\ &y_9 = 0{,}8 \\ &y^{\circ}_{10} = 1{,}05 \\ &y_{11} = y_{12} = y_{13} = \ldots = 1 \end{aligned} \tag{10}$$

ceea ce conduce la expresia

$$Y(z^{-1}) = 0{,}8\, z^{-9} + 1{,}05\, z^{-10} + z^{-11} + z^{-12} + z^{-13} + \ldots =$$

$$= 0{,}8\, z^{-9} + 1{,}05\, z^{-10} + \frac{z^{-11}}{1 - z^{-1}} = \frac{z^{-9}(0{,}8 + 0{,}25\, z^{-1} - 0{,}05 z^{-2})}{1 - z^{-1}} \tag{11}$$

Pentru acest y_{dn} rezultă din (1) variaţia dorită ε_{dn} pentru eroare:

$$\varepsilon_{dn} = w_n - y_{dn} = 1 - y_{dn} \tag{12}$$

(pentru $t > 0$), respectiv

$$\varepsilon(z^{-1}) = W(z^{-1}) - Y(z^{-1}) =$$

$$= \frac{1}{1 - z^{-1}} - Y(z^{-1}) = \frac{1 - z^{-9}(0{,}8 + 0{,}25\, z^{-1} - 0{,}05\, z^{-2})}{1 - z^{-1}} \tag{13}$$

Pe de altă parte, din (2) şi (11) se obţine comanda necesară obţinerii răspunsului y_{dn}

$$U(z^{-1}) = \frac{1 - 0{,}888\, z^{-1}}{0{,}11\, z^{-8}}\, Y(z^{-1}) =$$

$$= \frac{1 - 0{,}888\, z^{-1}}{0.11\, z^{-8}} \cdot \frac{z^{-9}(0{,}8 + 0{,}25 z^{-1} - 0{,}05 z^{-2})}{1 - z^{-1}} \tag{14}$$

iar din (13) și (14) rezultă

$$H_R(z^{-1}) \overset{\Delta}{=} \frac{U(z^{-1})}{\varepsilon(z^{-1})} = \frac{1 - 0{,}888z^{-1}}{0{,}11} \cdot \frac{z^{-1}(0{,}8 + 0{,}25z^{-1} - 0{,}05z^{-2})}{1 - z^{-9}(0{,}08 + 0{,}25z^{-1} - 0{,}05z^{-2})} \tag{15}$$

deci se obține funcția de transfer a regulatorului numeric, aceasta conducînd la relația recursivă

$$u_n = \frac{1}{0{,}11}(0{,}8\ \varepsilon_{n-1} - 0{,}4604\ \varepsilon_{n-2} - 0{,}272\varepsilon_{n-3} + \\ + 0{,}0444\ \varepsilon_{n-4}) + 0{,}8\ u_{n-9} + 0{,}25\ u_{n-10} - 0{,}05\ u_{n-11} \tag{16}$$

care reprezintă algoritmul de reglare necesar pentru obținerea răspunsului dorit y_{dn}.

4. Rezultate obținute

Din (2) rezultă

$$y_n = 0{,}888\ y_{n-1} + 0{,}11\ u_{n-8} \tag{17}$$

Considerînd un semnal w_n de forma unei trepte unitare eșantionate, comportarea sistemului discret a fost modelată prin intermediul unui program reflectînd ecuațiile (1), (16) și (17), cu toate condițiile inițiale nule, cu excepția semnalului de intrare care are condiția inițială

$$w_1 = 1$$

Pentru y_k, ε_k și u_k au fost obținute valorile următoare, în primii $k = 12$ pași:

Tabelul 1

k	y_k	ε_k	u_k
1	0.0000	1.0000	7.2727
2	0.0000	1.0000	3.0872
3	0.0000	1.0000	0.6145
4	0.0000	1.0000	1.0181
5	0.0000	1.0000	1.0181
6	0.0000	1.0000	1.0181
7	0.0000	1.0000	1.0181
8	0.0000	1.0000	1.0181
9	0.8000	0.2000	1.0181
10	1.0500	0.0500	1.0181
11	1.0000	0.0000	1.0181
12	1.0000	0.0000	1.0181

După pasul 12 toate valorile continuă să rămînă egale cu cele de la pasul 12.

De asemenea, a fost considerată o perturbare unitară

$$p_n = 1 \tag{18}$$

aplicată la ieșirea blocului F, considerînd $w_n = 0$. Rezultatele rulării programului sînt prezentate în tabelul 2, considerînd la ieșirea sistemului mărimea $p_k + y_k$ și $\varepsilon_k = -(p_k + y_k)$, deci y_k rămînînd ieșirea blocului F — conform cu (17) — ieșirea sistemului de reglare rezultînd prin însumarea cu p_k.

Tabelul 2

k	$p_k + y_k$	ε_k	u_k
1	1.0000	−1.0000	−7.2727
2	1.0000	−1.0000	−3.0872
3	1.0000	−1.0000	−0.6145
4	1.0000	−1.0000	−1.0181
5	1.0000	−1.0000	−1.0181
6	1.0000	−1.0000	−1.0181
7	1.0000	−1.0000	−1.0818
8	1.0000	−1.0000	−1.0181
9	0.2000	−0.2000	−1.0181
10	−0.0500	0.0500	−1.0181
11	0.0000	0.0000	−1.0181
12	0.0000	0.0000	−1.0181

După pasul 12 toate mărimile își păstrează valorile.
Pentru o perturbare treaptă unitară negativă

$$p_n = -1 \tag{19}$$

aplicată la ieșire au rezultat exact datele din tabelul 1, un asemenea semnal echivalînd cu o treaptă unitară pozitivă $w_n = 1$ aplicată la intrare

5. Aprecierea rezultatelor

Se constată că prin impunerea răspunsului y_{dn} se asigură implicit o serie de proprietăți impuse de teoria sistemelor.

Astfel, sistemul rezultă stabil, întrucît s-a impus atingerea unui regim staționar.

Totodată, impunîndu-se

$$y_{11} = y_{12} = y_{13} = \ldots = 1 = w_k \tag{20}$$

— conform cu (10) — s-a impus implicit o eroare staționară nulă la un semnal de intrare treaptă, ceea ce implică necesitatea unei componente integrale în legea de reglare (întrucît instalația tehnologică conține timp mort și un element de întîrziere de ordinul I, dar nu conține un element integrator).

Din (15) se constată că numitorul se anulează pentru

$$z = 1 \tag{21}$$

deci numitorul conține ca factor termenul $(1 - z^{-1})$, ceea ce atestă prezența componentei integralei menționate în legea de reglare.

Din tabelul 1 se verifică faptul că sistemul proiectat răspunde exact conform valorilor dorite y_{dn}, comanda u_k rămînînd constantă după al patrulea pas.

Datele tabelului 2 arată că la semnalul perturbator (18) se obțin valori egale și de semn contrar (în comparație cu răspunsurile la $w_n = 1$ și $p_n = -1$) pentru ε_k și u_k, confirmîndu-se faptul că o perturbare treaptă pozitivă la ieșire echivalează cu o treaptă negativă aplicată la intrare.

Tabelul 1 arată că mărimea y_k rămîne nulă pînă la pasul $k = 8$ inclusiv, conform valorilor impuse în (10). Din (16) se constată însă că u_n depinde ε_{n-1} și nu depinde de ε_n, deci există posibilitatea de a impune un răspuns y_{dn} la care

$$y_8 \neq 0. \tag{22}$$

Impunînd astfel

$$\begin{aligned} &y_1 = y_2 = y_3 \ldots y_7 = 0 \\ &y_8 = 0{,}8 \\ &y_9 = 1{,}05 \\ &y_{10} = y_{11} = y_{12} = \ldots = 1 \end{aligned} \tag{23}$$

în locul valorilor din (10) — deci translînd cu o perioadă în avans curba anterioară a răspunsului dorit y_{dn} — se obține (prin metodologia expusă) algoritmul de reglare

$$u_n = \frac{1}{0{,}11}(0{,}8\,\varepsilon_n - 0{,}4604\,\varepsilon_{n-1} - 0{,}272\,\varepsilon_{n-2} + 0{,}0444\,\varepsilon_{o-3}) +$$

$$+ 0{,}8\,u_{n-8} + 0{,}25\,u_{n-9} - 0{,}05\,u_{n-10} \tag{24}$$

în locul algoritmului (16), toate mărimile din membrul drept fiind devansate cu o perioadă în raport cu (16).

Întrucît inițializarea prevede

$$w_i = 1 \tag{25}$$

și

$$\varepsilon_i = w_i - y_i = w_i = 1, \tag{26}$$

din (24) rezultă că este necesară și inițializarea

$$u_i = \frac{1}{0{,}11}\,0{,}8\,\varepsilon_i = 7{,}2727 \tag{27}$$

Prin modelarea sistemului cu introducerea în program a algoritmului i (24) se obţin rezultatele din tabelul 3.

Tabelul 3

k	y_k	ε_k	u_k
1	0.0000	1.0000	3.0872
2	0.0000	1.0000	0.6145
3	0.0000	1.0000	1.0181
4	0.0000	1.0000	1.0181
5	0.0000	1.0000	1.0181
6	0.0000	1.0000	1.0181
7	0.0000	1.0000	1.0181
8	0.8000	0.2000	1.0181
9	1.0500	0.0500	1.0181
10	1.0000	0.0000	1.0181
11	1.0000	0.0000	1.0181
12	1.0000	0.0000	1.0181

Din pasul 12 toate valorile continuă să rămînă egale.

Din tabelul 3 rezultă obţinerea exactă a valorilor dorite din (23), cu satisfacerea condiţiei (22) prin decalarea cu un pas în avans a răspunsului, ca şi a comenzilor şi erorilor.

Întrucît în (24) valoarea u_n depinde de ε_n, rezultă că nu mai este posibilă o decalare în avans a răspunsului, întrucît ar trebui ca u_n să depindă de ε_{n+1}, deci de o valoare viitoare şi ca urmare sistemul nu ar mai respecta condiţia de cauzalitate. De altfel, această constatare confirmă condiţia stabilită prin relaţiile (7) şi (8).

În cazul unei perturbări treaptă unitară aplicată la intrarea blocului F, format din EE, IT şi Tr (fig. 1), se modifică relaţia (17), care capătă forma

$$y_n = 0{,}888\, y_{n-1} + 0{,}11\, u_{n-8} + 0{,}11\, p_{n-8} \tag{28}$$

deoarece la intrarea blocului respectiv se aplică mărimea

$$u_n + p_n \tag{29}$$

şi deci funcţia de transfer $H_F(z^{-1})$ din (2) este definită de relaţia

$$H_F(z^{-1}) \overset{\Delta}{=} \frac{Y(z^{-1})}{U(z^{-1}) + P(z^{-1})} = \frac{0{,}11\, z^{-8}}{1 - 0{,}888\, z^{-1}} \tag{30}$$

care conduce la expresia (28).

Evident, răspunsul y_n la această perturbare se deosebeşte de cel obţinut la perturbarea aplicată la ieşire, simularea arătînd că se reduce valoarea maximă a răspunsului de la 1.0 la 0.65, dar se prelungeşte durata regimului tranzitoriu.

Dacă un asemenea răspuns nu este satisfăcător, atunci prin folosirea aceleiași metodologii se poate impune un răspuns dorit y_{dpn} la perturbarea aplicată la intrarea blocului F, obținîndu-se ușor algoritmul de reglare corespunzător ; folosirea acestui algoritm nu mai poate însă asigura și un răspuns dorit la variația mărimii de intrare a sistemului, regăsindu-se astfel contradicția întîlnită în cadrul oricărei metodologii de proiectare în funcție de comportarea la semnale de intrare sau în funcție de comportarea la perturbări.

Concluzii

a) Metodologia propusă permite să se obțină foarte simplu algoritmul de reglare numerică corespunzătoare unui răspuns dorit la semnale de intrare sau la perturbări, urmărirea unor performanțe bune pentru ambele răspunsuri necesitînd o soluție de compromis, ca și în cazul metodelor clasice de proiectare.

b) Legile de reglare rezultate nu mai sînt tipizate, dar impunerea unei erori staționare nule la semnale treaptă asigură implicit prezența unei componente integrale în legea de reglare.

c) În cazul sistemelor cu timp mort — cum sînt marea majoritate a sistemelor industriale — algoritmii rezultați prin metodologia propusă asigură și efecte de predicție, care pe cale analogică se obțin prin complicarea sensibilă a schemei sistemului, cu includerea filtrelor Smith [1]. Astfel, din tabelele 1, 2 și 3 rezultă că în 3 sau 4 pași mărimea de comandă este adusă la valoarea necesară pentru a se obține (mai tîrziu, la pașii 8, 9, 10 sau 9, 10, 11) valorile dorite ale răspunsului.

d) Metodologia propusă nu impune nici o restricție semnalelor aplicate, nici tipului de variație al mărimii de comandă. Evident, pentru asigurarea unui răspuns dorit la un alt semnal aplicat (în locul treptei, de exemplu un semnal rampă) va rezulta un alt algoritm de reglare, care nu va mai asigura performanțe bune pentru răspunsul la o treaptă.

Această problemă apare însă și în cazul metodelor clasice de proiectare ; astfel, folosind criteriul simetriei pentru acordarea optimă a regulatorului [1] se obțin răspunsuri foarte bune la semnale rampă, dar răspunsul la treaptă va avea un suprareglaj de 43 %.

Folosirea metodei propuse pentru obținerea unui răspuns dorit la un semnal treaptă (semnal mult mai dur decît semnalul rampă) va asigura însă un răspuns bun și la semnale rampă — cu excepția erorii staționare. nenule— așa cum se întîmplă și în cazul metodelor clasice de proiectare.

De altfel, o rampă unitară discretă (cu $T = 1$ s, cum s-a considerat anterior) este definită de expresia

$$V(z) = z^{-1} + 2z^{-2} + 3z^{-3} + 4z^{-4} + \dots \qquad (31)$$

și se poate considera că reprezintă suma unui număr infinit de trepte unitare decalate cu cîte o perioradă $T = 1$ s, deci

$$\begin{aligned} V(z) = z^{-1} &+ z^{-2} + z^{-3} + z^{-4} + z^{-5} + z^{-6} + \ldots\ldots + \\ &+ z^{-2} + z^{-3} + z^{-4} + z^{-5} + z^{-6} + \ldots\ldots + \\ &+ z^{-3} + z^{-4} + z^{-5} + z^{-6} + \ldots\ldots + \\ &+ z^{-4} + z^{-5} + z^{-6} + \ldots\ldots + \\ &+ z^{-5} + z^{-6} + \ldots\ldots + \\ &+ z^{-6} + \ldots\ldots + \\ &+ \ldots\ldots + \\ &+ \ldots + \end{aligned}$$

respectiv

$$V(z) = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} + \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} + \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} + \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} + \ldots =$$

$$= \frac{1}{1-z^{-1}}(z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + z^{-4} + \ldots) = \frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})^2} \qquad (33)$$

fiind verificată expresia transformatei z a unei rampe unitare (cu $T' = 1$s).

Ca urmare, răspunsul y_{vn} la rampa respectivă poate fi considerat (sistemul fiind liniar) ca suma răspunsurilor la suma treptelor decalate, calculate prin metoda propusă. Intrucît prima treaptă din (32) are o valoare nenulă numai la $k = 1$ — spre deosebire de treapta din (9) — rezultă că folosirea algoritmului (16) conduce la răspunsul (10) decalat în întîrziere cu o perioadă, deci la o componentă y_{1vn} (a răspunsului y_{vn} la rampă) definită de

$$Y_1(z^{-1}) = 0{,}8\,z^{-10} + 1{,}05\,z^{-11} + z^{-12} + z^{-13} + z^{-14} + \ldots \qquad (34)$$

În mod analog, răspunsurile la celelalte trepte decalate din (32) vor avea expresiile

$$\begin{aligned} Y_2(z^{-1}) &= 0{,}8\,z^{-11} + 1{,}05\,z^{-12} + z^{-13} + z^{-14} + \ldots \\ Y_3(z^{-1}) &= 0{,}8\,z^{-12} + 1{,}05\,z^{-13} + z^{-14} + \ldots \qquad (35) \\ Y_1(z^{-1}) &= 0{,}8\,z^{-13} + 1{,}05z^{-14} + z^{-15} + \ldots \end{aligned}$$

rezultînd răspunsul la rampă

$$\begin{aligned} Y(z^{-1}) &= Y_1(z^{-1}) + Y_2(z^{-1}) + Y_3(z^{-1}) + \ldots = \\ &= 0{,}8\,z^{-10} + 1{,}85\,z^{-11} + 2{,}85\,z^{-12} + 3{,}85\,z^{-13} + \\ &+ 4{,}85\,z^{-14} + 5{,}85\,z^{-15} + \ldots \qquad (36) \end{aligned}$$

Expresia (36) atestă faptul că algoritmul proiectat pentru răspunsul dorit la treaptă asigură o comportare excelentă și la rampă, rezultînd la ieșire o rampă decalată în urmă (datorită timpului mort), cu un regim tranzitoriu care durează tot două perioade de eșantionare — ca și în cazul răspunsului la treaptă — și cu o eroare staționară constantă (în exemplul considerat egală cu 0,15).

Dacă s-ar fi adoptat algoritmul (24) — cu răspunsul corespunzător decalării maxime posibile în avans, conform condiției menționate de cauzalitate — s-ar fi obținut un răspuns la rampă decalat în avans cu o perioadă de eșantionare.

e) Metoda propusă evită etapa intermediară de plasare a polilor și zerourilor funcției de transfer, etapă care de altfel prezintă mari dificultăți de aplicare în cazul sistemelor cu timp mort. Determinarea funcției de transfer $H_0(z^{-1})$ — făcînd raportul dintre $Y(z^{-1})$ și $W(z^{-1})$ din (11) și (9) — arată că prin metoda prezentată se obțin poli multipli în originea planului z, ceea ce ridică probleme de sensibilitate.

Din relațiile (15), (16), (24) se constată însă două lucruri importante din punct de vedere al sensibilității. În primul rînd, anularea pentru $z = 1$ a polinomului de la numitorul relației (15) — anularea care asigură prezența componentei integrale — depinde numai de coeficienții din expresia (11), definită de răspunsul dorit y_{dn}, deci o variație a parametrilor din funcția de transfer $H_F(z^{-1})$ a blocului F nu va afecta asigurarea obținerii unui regim staționar cu eroare nulă la semnale treaptă. În al doilea rînd, în (16) și (24) parametrii din funcția de transfer $H_F(s)$ intervin în coeficienții erorilor ε_n, ε_{n-1}, ε_{n-2}, ε_{n-3}, ε_{n-4} și nu intervin direct în coeficienții comenzilor, care depind numai de răspunsul dorit y_{dn}; ca urmare, variații ale parametrilor blocului F vor determina numai abateri temporare ale comenzilor de la valorile necesare pentru obținerea răspunsului dorit. Verificări făcute pentru variații cu $\pm$ 20 % ale factorului de amplificare al blocului F au indicat modificări reduse ale regimului tranzitoriu.

f) Implementarea relațiilor de recurență obținute se pretează excelent la folosirea echipamentelor cu microprocesoare.

g) Simplitatea algoritmilor obținuți permite să se realizeze ușor o proiectare asistată de calculator în regim conversațional, ceea ce poate asigura obținerea relativ rapidă a compromisului dintre comportarea la semnale de intrare și la perturbări.

h) Dacă nu se obține un compromis acceptabil, atunci este indicată fie o reglare combinată cu compensarea perturbării [1, 8], fie folosirea succesivă a doi algoritmi diferiți. Astfel, atît timp cît w = ct se lucrează cu algoritmul care asigură comportarea dorită la perturbări, iar cînd operatorul dorește să modifice mărimea de intrare w efectuează o comutare (la panoul operatorului) care determină trecerea la algoritmul corespunzător răspunsului dorit la semnale de intrare, după fixarea noii valori constante w fiind efectuată comutarea de revenire la algoritmul pentru w = ct.

i) Asemenea comutări pot fi evitate prevăzînd funcționarea simultană cu doi algoritmi, rezultînd un sistem echivalent cu sistemele care conțin două blocuri de reglare analogice (cum este cazul și cu reglarea combinată cu compensarea perturbării, menționată mai sus); ambii algoritmi pot fi proiectați prin metoda propusă.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Călin, S.* Regulatoare automate, Ed. Did. şi Pedag., Buc. 1976.

[2] *Oppelt, W.* Tehnica reglării automate (traducere din limba germană) Ed. Tehnică, Bucureşti 1965.

[3] *Ziegler, J. G., Nichols, N. B.* Optimum settings for automatic controller. „Trans. ASME", nr. 64, 1942.

[4] *Chein, K. L., Hrones, J. A., Reswick, J. B.* On the automatic control of generalized passive systems. „Trans. ASME", nr. 74, 1952.

[5] *Kuo, B.* Analysis and synthesis of sampled — data control systems. Pretince-Hall, New Jersey, 1963.

[6] *Tertişco, M., Petrache, Gh., Russ, I., Stoica, P.* Identificarea proceselor, vol. I. Tipogr. I.P.B., Bucureşti, 1979

[7] *Stoica, P.* Buletinul I..P.B., tom. XL, nr. 3, 1978.

[8] *Călin, S.* Buletinul I.P.B tom. XL, nr. 1, 1978.

A Direct Method in Time Domain for Control System Design

The paper presents a direct method for digital microprocessor controller design in the time domain. For a given input is chosen a desired sampled output and is obtained the necessary algorithm for the digital controller. The results of the proposed method are verified for step and ramp inputs and for disturbance action.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

C. Z.: 681.3.04/06
517.512.2

ALGORITM SI BLOC DE CALCUL PENTRU TRANSFORMATA FOURIER RAPIDA

G. IONESCU, R. DOBRESCU, R. VÂRBĂNESCU *

În lucrare se prezintă o structură numerică pentru implementarea unui algoritm de calcul rapid al transformatei Fourier, bazat pe partiționarea secvenței inițiale prin decimare în frecvență și geometrie constantă a schemei de calcul și care folosește o operație specializată tip „fluture". Sînt prezentate avantajele și particularitățile algoritmului în raport cu alte variante de algoritmi TFR și detalii de realizare a blocului de calcul cu precizarea performanțelor.

Introducere

Tehnica modernă de analiză și testare a semnalelor apelează tot mai mult la analiza în frecvență, în special în cazul sistemelor liniare caracterizate prin proprietatea de a reproduce la ieșire nealterate frecvențele semnalului aplicat la intrare, acționînd numai asupra amplitudinii și fazei diverselor componente din spectrul de frecvențe al intrării. Fundamentul matematic al metodelor de analiză în frecvență a semnalelor îl constituie analiza Fourier [1], [2], [3].

În funcție de natura semnalului se utilizează seria Fourier (pentru semnale periodice) sau transformata Fourier (pentru semnale neperiodice deterministe sau aleatoare, în ultimul caz în asociație cu funcția de autocorelație). Deci, pentru aplicații de uz general este necesar calculul transformatei Fourier, definită prin relațiile :

$$\text{TF directă} \quad X(jf) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\, e^{-j2\pi ft}\, dt \tag{1}$$

$$\text{TF inversă} \quad x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(jf)\, e^{j2\pi ft}\, dt \tag{2}$$

Manuscris predat redacției la data de 30 iunie 1980

* Conf. dr. ing.; Șef lucrări dr. ing., Catedra Automatică; Ing., I.A.U.C. București

În practică, TF se calculează pe un interval finit de observare a semnalului (O, T) sau (−T/2, T/2), iar valorile semnalului ce intervin în calcule se preiau prin eșantionare și conversie analog/numerică pentru a facilita calculul numeric. Ținînd seama că prin discretizare integralele se transformă în sume, relația de principiu pentru calculul spectrului Fourier la semnale deterministe este transformata Fourier discretă (TFD):

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta)\, e^{-j\frac{2\pi k}{N} n} \tag{3}$$

unde $N = T/\Delta$, Δ = perioada de eșantionare, $X_k = X(jk/\Delta)$

În cazul unui număr mare de eșantioane ($N \geqslant 256$) calculele devin laborioase și necesită un timp relativ lung, precum și o capacitate de memorare ridicată. Din aceste motive au fost elaborate metode de calcul rapid prin algoritmi care permit reducerea substanțială a volumului de operații prin procedura denumită Transformată Fourier Rapidă (TFR) [4], [5].

1. Algoritmi pentru calculul TFR

1.1. Relații de calcul

În formula (3) se va folosi notația $W = e^{-j(2\pi/N)}$ și se obține

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W^{nk} \tag{4}$$

Întrucît N este o constantă, în relațiile următoare se va folosi notația simplificată:

$$\widetilde{X}_k = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\, W^{nk} = N\, X_k \tag{5}$$

Se observă ușor că W^{nk} este o funcție periodică de perioadă N, adică:

$$W^{nk} = W^{(n+mN)\,(k+lN)}, \text{ cu } m,\ l = 0,\ \pm 1,\ \pm 2, \ldots$$

Pentru a marca această periodicitate se va nota $W^{nk} = W_N^{nk}$.

Pentru calculul TFD cu relația (4), care poate fi considerată ca o înmulțire de matrici:

$$\boldsymbol{X} = \boldsymbol{W}_N \cdot \boldsymbol{x}$$

în care $\boldsymbol{X}$, $\boldsymbol{x}$ sînt matrici coloană cu N componente, iar $\boldsymbol{W}_N$ o matrice pătrată $N \times N$, sînt necesare $(N-1)^2$ multiplicări și $N(N-1)$ sumări, operanzii fiind numere complexe. Pentru a reduce acest volum de operații, algoritmii TFR utilizează partiționarea secvenței originale de N eșantioane în două sau mai multe secvențe ale căror TFD să poată fi combinate astfel încît să rezulte TFD a secvenței originale.

O astfel de partiţie poate fi făcută în două blocuri, care să conţină numai termenii pari, respectiv impari ai secvenţei originale, adică:

$$\begin{aligned} x_1(n) &= x(2n) \qquad n = 0, 1, 2, \ldots, N/2 - 1 \\ x_2(n) &= x(2n+1) \quad n = 0, 1, 2, \ldots, N/2 - 1 \end{aligned} \tag{6}$$

Atunci, TFD a secvenţei primare va fi:

$$\widetilde{X}_k = \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n) W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1) W_N^{(2n+1)k} \tag{7}$$

Cu observaţia că:

$$W_N^2 = (e^{j\frac{2\pi}{N}})^2 = e^{j\frac{2\pi}{N/2}} = W_{N/2} \tag{8}$$

ecuaţia (7) se poate scrie sub forma:

$$\widetilde{X}_k = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_1(n) W_{N/2}^{nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{N/2-1} x_2(n) W_{N/2}^{nk} = X_{1k} + W_N^k X_{2k} \tag{9}$$

unde x_{1k} şi x_{2k} sînt TFD de $N/2$ eşantioane ale lui $x_1(n)$ şi $x_2(n)$.

Întrucît X_k este definită pentru $0 \leqslant k \leqslant N-1$, iar X_{1k} şi X_{2k} sînt definite pentru $0 \leqslant k \leqslant N/2 - 1$, este necesar să se furnizeze regula pentru interpretarea relaţiei (9) pentru $k > N/2$ şi anume:

$$X_k = \begin{cases} X_{1k} + W_N^k X_{2k} & 0 \leqslant k \leqslant N/2 - 1 \\ X_{1(k-N/2)} + W_N^k X_{2(k-N/2)} & N/2 \leqslant k \leqslant N - 1 \end{cases} \tag{10}$$

Deoarece datorită periodicităţii există relaţia:

$$W_N^{k \pm N/2} = - W_N^k$$

ecuaţiile (10) pot fi calculate cu o schemă iterativă a cărei operaţie de bază este prezentată în fig. 1 şi este denumită operaţie fluture. Operanzii ce apar în aceste iteraţii ocupă diverse poziţii sau locaţii în schema de calcul, în funcţie de ordinea iniţială şi de etapa de calcul (pentru o secvenţă iniţială de N eşantioane sînt $\log_2 N$ etape de calcul) sensul concret al operaţiei fluture fiind chiar relaţia de calcul TFR pentru o secvenţă de două eşantioane.

Algoritmii de calcul TFR cu relaţii de tip (10) poartă în literatura de specialitate denumirea de algoritmi cu „decimare în timp" (DIT).

O altă categorie de algoritmi TFR sînt cei denumiţi cu „decimare în frecvenţă" (DIF) la care partiţia secvenţei originale (de intrare) se realizează în două blocuri după regula:

$$\begin{aligned} x_1(n) &= x(n) \qquad n = 0, 1, 2, \ldots, N/2 - 1 \\ x_2(n) &= x(n + N/2) \quad n = 0, 1, 2, \ldots, N/2 - 1 \end{aligned} \tag{11}$$

Cu această partiție TFD a secvenței inițiale de N eșantioane este:

$$\tilde{X}_k = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_1(n) W_N^{nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x_2(n) W^{\left(n+\frac{N}{2}\right)k} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} = [x_1(n) + W^{\frac{Nk}{2}} x_2(n)] W_N^{nk} \tag{12}$$

Considerînd din nou separat eșantioanele pare și impare ale TFD și folosind proprietățile:

$$W_N^2 = W_{N/2} \text{ și } W_N^{\frac{N}{2}k} = e^{j\pi k} = \begin{cases} 1 \text{ pt. } k \text{ par} \\ -1 \text{ pt. } K \text{ impar} \end{cases}$$

se vor obține în final două secvențe:

$$\begin{aligned} \tilde{X}_{2k} &= \sum_{n=0}^{N/2-1} [x_1(n) + x_2(n)] W_{N/2}^{nk} \\ \tilde{X}_{2k+1} &= \sum_{n=0}^{N/2-1} \{[x_1(n) - x_2(n)] W_N^n\} W_{N/2}^{nk} \end{aligned} \tag{13}$$

Continuînd iterativ procedura de calcul prin descompunerea fiecărei secvențe nou create în două secvențe, se ajunge în ultima etapă de calcul la determinarea TFD pentru perechi de operanzi. Operația de bază în această procedură iterativă este tot o operație „fluture" realizată după schema din fig. 2.

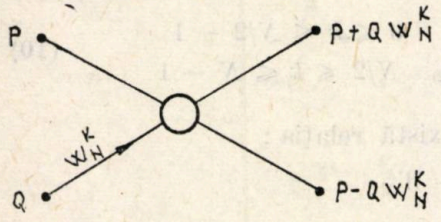


Fig. 1

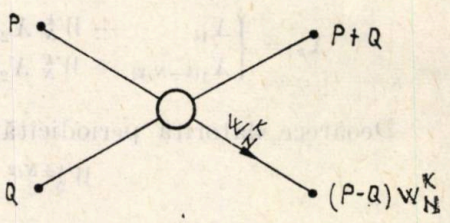


Fig. 2

Indiferent de algoritmul ales (DIT sau DIF) operația tip fluture se pretează la o implementare într-un bloc de calcul specializat, la care operanzii și rezultatele parțiale se obțin prin citirea unor memorii RAM, iar constantele (W_N^k) se citesc dintr-o memorie PROM. Un bloc adecvat de comandă asigură succesiunea corectă a operațiilor de calcul, stocarea rezultatelor și refolosirea lor prin procedura iterativă pînă la obținerea rezultatelor finale.

1.2. Comparație între algoritmi TFR

Din punct de vedere al calculului, diferența principală între algoritmii DIT și DIF constă în faptul că înmulțirea complexă se face în DIF după terminarea operațiilor de adunare-scădere. Acest lucru poate fi folosit ca un avantaj în implementarea DIF prin reducerea timpului

total de calcul datorită utilizării posibilității de reinițializare a memoriei de lucru pe durata înmulțirii (timpul de adresare a memoriei fiind comparabil cu cel de efectuare a înmulțirii). Această particularitate facilitează modalitatea de lucru „în flux continuu" pentru procedurile de calcul DIF.

Există însă și alte aspecte ce oferă criterii de comparație a algoritmilor TFR : ordinea în care se prelucrează datele din secvența primară, ordinea de furnizare a rezultatelor, modul de plasare a rezultatelor parțiale în memoriile de lucru, modul de adresare a memoriilor de lucru și a memoriilor PROM.

Pentru concentrarea expunerii se vor folosi în comparații următorii termeni :

— ordine naturală, pentru secvențe în care datele se obțin sau se folosesc în succesiunea $0, 1, 2, \ldots, N$ (în valori binare) :

— ordine modificată pentru secvențe la care datele se obțin în altă ordine decît cea naturală ; un caz particular îl constituie ordinea „reversată" în care datele se obțin în succesiunea (zecimală) determinată de combinațiile binare (deplasate în inel pînă cînd cel mai semnificativ bit ocupă ultima poziție) ;

— plasare „în aceeași locație", în cazurile în care aceleași locații de memorie conțin mai întîi operanzii ce intră în operația fluture, iar după efectuarea acesteia conțin rezultatele ;

— plasare „la altă locație", în cazurile în care se folosesc locații diferite de memorie pentru datele de intrare în blocul de efectuare a operației fluture și pentru rezultatele calculului.

În figura 3 sînt prezentate cîteva scheme tipice de calcul TFR, astfel încît să poată fi urmărite simultan atît varianta DIF cît și DIT. Exemplele s-au ales pentru $N = 8$.

Din examinarea schemelor de calcul din fig. 3 se pot trage cîteva concluzii cu caracter general :

— Atît DIF cît și DIT pot pleca de la date în ordine naturală pentru a obține date în ordine reversată cît și invers ; de altfel, nu există diferențe în modul de calcul, fig. 3 b fiind identică cu 3 a dacă succesiunea calculelor este de la dreapta spre stînga, iar sensul săgeților se inversează.

— Algoritmii cu plasare în altă locație prezintă o schemă de calcul cu geometrie constantă, ceea ce pe de o parte înseamnă dublarea memoriei de lucru, dar pe de altă parte aduce simplificări importante în adresarea memoriilor și în organizarea fluxului de calcul, permițînd reducerea considerabilă a timpului total de calcul.

— Adresarea memoriei de tip PROM este diferită în funcție de modul în care se efectuează calculul (DIF sau DIT) și de geometria schemei de calcul : astfel, la secvențe de intrare în ordine naturală algoritmii DIF oferă avantaje în calcul deoarece în prima etapă de calcul (la care datele au numai parte reală) înmulțirile se fac cu toate valorile W, pe cînd în ultimele două etape de calcul rezultatele parțiale (avînd și parte reală și parte imaginară) se înmulțesc doar cu 1, timpul de calcul putînd fi astfel redus.

— Algoritmii cu geometrie constantă oferă avantajul partiționării indexate a adreselor [6] și prin aceasta obținerea unor facilități de adresare determinate de respectarea ordinii naturale în apelarea locațiilor de memorie.

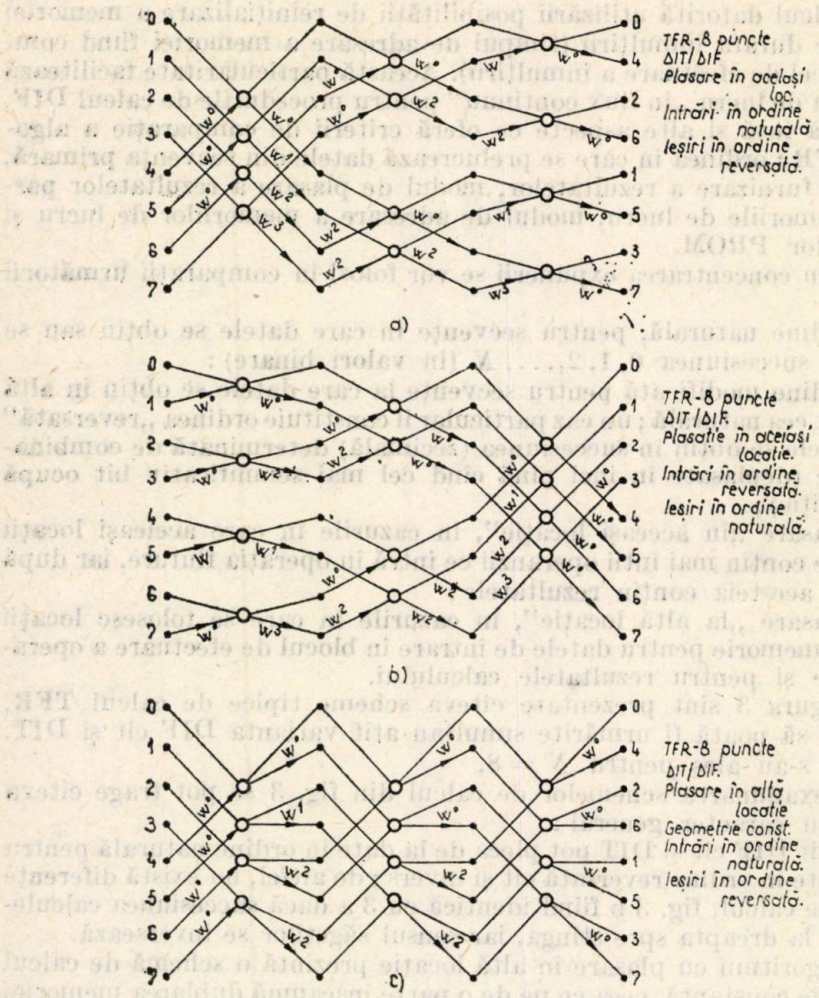


Fig. 3

— Viteza de calcul este determinată în primul rînd de numărul de multiplicări complexe. Trebuie menționat că algoritmii TFR nu au numai multiplicări complexe. Astfel, pentru DIT în fig. 3 a în prima etapă de calcul se fac cu 1 (W^0), iar în a doua cu 1 (W^0) și cu $j(W^2)$, adică tot cu 1; în continuare, în a treia etapă jumătate din multiplicări se fac cu 1, în a patra un sfert, ș.a.m.d. Plecînd de la aceste considerente a fost stabilită relația de determinare a numărului de multiplicări complexe M_N (între două numere avînd ambele parte reală și imaginară nenulă):

$$M_N = \frac{N}{2} \sum_{n-1}^{lg_2 N-2} \frac{2^n - 1}{2^n} = \frac{N}{2} (\log_2 N - 3) + 2 \qquad (14)$$

Pentru $N = 256$, rezultă $M_N = 642$

Relația (14) a fost determinată pentru situația în care datele secvenței inițiale au fost partiționate în două blocuri, procedura repetîndu-se iterativ. Algoritmii ce utilizează această partiție se pot utiliza în cazurile în care $N = 2^p$ și poartă denumirea de algoritmi radix-2. Se pot însă utiliza alți algoritmi, denumiți radix-r, în situația în care partiția secvenței inițiale se face în r blocuri, iar $N = r^p$, sau denumiți radix-mixt dacă diferitele blocuri în care factorizează N nu au aceeași valoare.

Utilizarea algoritmilor diferiți de radix-2 permite reducerea numărului de multiplicări complexe, dar implică complicarea considerabilă a blocului de calcul tip „fluture", care va opera simultan asupra a r valori complexe, dacă algoritmul este radix-r. Mai mult, adresarea memoriilor RAM și PROM devine complicată.

1.3. Alegerea unui algoritm TFR pentru analiza în timp real

Alegerea unui algoritm TFR este determinată în primul rînd de tehnica de implementare adoptată și de performanțele impuse sistemului de analiză în frecvență. Variantele principale de implementare pentru algoritmi TFR sînt :

a) Software, utilizînd minicalculatoare sau microcalculatoare cu bloc aritmetic de uz general, sau în situații speciale (cercetare) calculatoare generale de mare capacitate. De regulă, aceste echipamente de calcul folosesc date stocate pe un purtător de informații (bandă, disc) și deci nu lucrează în timp real, dar permit implementarea unor algoritmi ce oferă precizie sporită.

b) Hardware, utilizînd blocuri de calcul specializate. La rîndul lor, structurile numerice specializate se pot realiza în două variante : cu circuite MSI și LSI uzuale, sau utilizînd și microprocesoare. Totuși, și în variantele ce folosesc microprocesoare, operațiile aritmetice se realizează de cele mai multe ori cu blocuri de calcul specializate, care oferă performanțe superioare în viteza de calcul și precizie, rolul microprocesorului fiind acela de a facilita organizarea transferului de date (adresarea memoriilor, utilizarea sistemelor magistrale pentru vehicularea datelor, adreselor și comenzilor) și etapizarea adecvată a calculului.

În lucrare se prezintă o structură de calcul specializată, realizată cu circuite MSI uzuale, și care utilizează în mare măsură componente electronice de producție indigenă, dar care în același timp este compatibilă cu o structură numerică utilizînd microprocesoare în tehnologie bipolară. Pentru satisfacerea acestui scop s-a ales un algoritm de tipul celui din fig. 3 c, pentru $N = 256$ eșantioane ale variației în timp a mărimii de analizat, exprimate numeric în cod binar, cu precizie de 8 biți, și avînd următoarele particularități :

— Radix-2, pentru a lucra fără conversii, în cod binar.

— Ordonare naturală a intrărilor, pentru a reduce timpul de reținere necesar conversiei analog numerice și stocării datelor și pentru o adresare cît mai simplă a memoriei de intrare.

— DIF, pentru a efectua simultan operația de multiplicare cu operația de adresare a memoriei, asigurînd continuitatea calculului pentru tot pachetul de N eșantioane și scurtarea timpului de calcul.

— Geometrie constantă, pentru a simplifica secvențele de etapizare a calculului și a permite partiționarea indexată a memoriei de constante.

2. Implementarea blocului de calcul

Algoritmul selectat pe baza considerentelor din capitolul precedent poate fi implementat printr-o structură numerică a cărei schemă bloc este prezentată în fig. 4

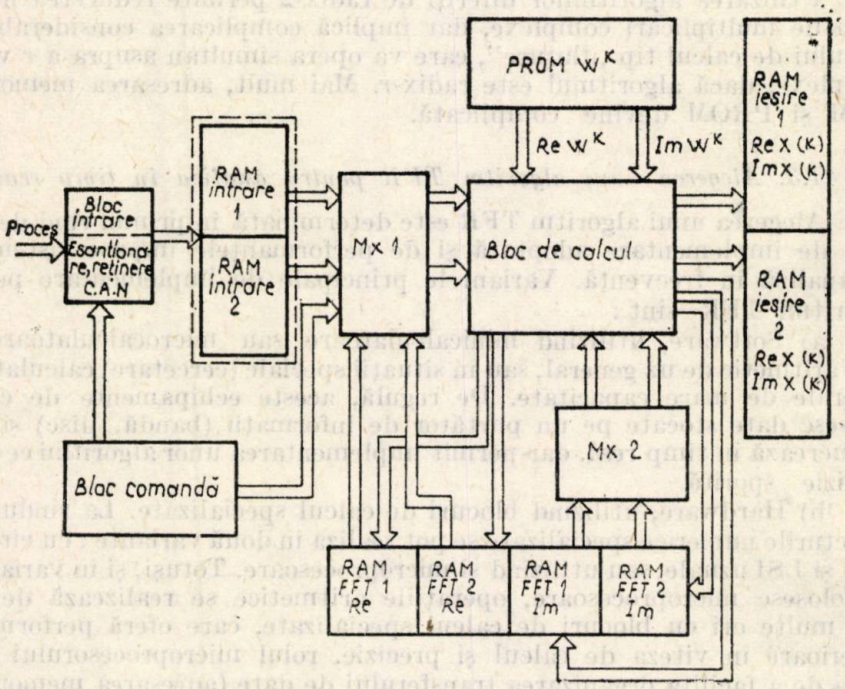


Fig. 4

În această schemă, blocul de calcul specializat pentru executarea operației fluture este prezentat în conexiune cu memoriile care asigură datele necesare calculului și care sînt furnizate inițial de blocul de intrare. Acesta se compune în esență dintr-un circuit de eșantionare și reținere cu frecvență de eșantionare reglabilă și un convertor analog/numeric cu ieșire în cod binar pe 8 biți. Datele binare (N eșantioane) sînt încărcate într-o memorie de intrare (RAM). Pentru a asigura continuitatea calculului, memoria de intrare are două secțiuni, fiecare de capacitate $N \times 8$ biți. În timp ce una din secțiuni se încarcă cu date de la proces, cealaltă este adresată pentru a furniza operanzi de calcul, după care rolurile se intervertesc. De aceea, datele sînt transmise în blocul de calcul prin multiplexorul 4 : 1 ((Mx 1), care asigură multiplexarea valorilor reale, provenite fie din RAM intrare, fie din RAM FFT.

După prima etapă de calcul rezultatele parțiale sînt memorate în memoria RAM FFT care are 4 secțiuni : 2 pentru valoarea reală, respectiv

imaginară a operanzilor ce inițiază o operație fluture, celelalte două pentru partea reală, respectiv imaginară a operanzilor rezultați în urma acestei operații. Valorile imaginare sînt multiplexate prin multiplexorul 2 : 1 (Mx 2). Valorile constante W_N^k care interesează calculele se citesc, la fiecare operație elementară fluture, din memoria de constante de tip PROM.

Rezultatele finale se înscriu într-o memorie separată (RAM Ieșire), atît partea reală cît și partea imaginară. Și această memorie are două secțiuni identice (capacitate $2 \times N \times 8$), pentru a asigura posibilitatea citirii și afișării rezultatelor după un ciclu complet de calcul în vreme ce în altă secțiune se înscriu rezultatele finale ale ciclului următor. Rolul secțiunilor de ieșire se schimbă după fiecare etapă de calcul complet.

Blocul de comandă asigură sincronizarea tuturor etapelor de calcul, adresarea adecvată a memoriei, frecvența de eșantionare și comanda transferului de date.

Funcționarea propriu-zisă a blocului de calcul asigură operații în flux continuu asupra perechilor de operanzi notați simbolic cu P și Q și exprimați prin valorile numerice binare ale părților reale ReP și ReQ și ale părților imaginare ImP și ImQ în conformitate cu schema de calcul a operației fluture din fig. 2. Ca urmare se obțin alte două numere complexe P' și Q', conform relațiilor :

$$\begin{aligned} P' &= P + Q \\ Q' &= (P - Q)W^k \end{aligned} \tag{15}$$

în care W^k este tot număr complex, dat prin valorile numerice Re W^k și ImW^k.

Întrucît operațiile aritmetice se fac numai între valorile numerice ale părților reale și imaginare, rezultatele operației fluture se exprimă valoric prin setul de relații :

$$\begin{aligned} \mathrm{Re}P' &= \mathrm{Re}P + \mathrm{ReQ} \\ \mathrm{Im}P' &= \mathrm{Im}P + \mathrm{ImQ} \\ \mathrm{ReQ}' &= A \cdot \mathrm{Re}W^k - B \cdot \mathrm{Im}W^k \\ \mathrm{ImQ}' &= A \cdot \mathrm{Im}W^k - B \cdot \mathrm{Re}W^k \end{aligned} \tag{16}$$

în care s-au folosit notațiile :

$$\begin{aligned} A &= \mathrm{Re}P - \mathrm{ReQ} \\ B &= \mathrm{Im}P - \mathrm{ImQ} \end{aligned} \tag{17}$$

Implementarea unui bloc electronic specializat pentru realizarea relațiilor (16) comportă mai multe soluții, determinate în primul rînd de următorii trei factori : viteza de calcul, gradul de complexitate și tipul de componente utilizat. Pentru precizări, vor fi analizate comparativ două variante, în ambele fiind utilizate memorii RAM pentru stocarea

datelor de intrare, respectiv a rezultatelor parțiale și finale ale operațiilor de calcul și memorii PROM pentru stocarea valorilor constante (ReW, ImW); ca atare efectuarea calculelor implică atît operații aritmetice (adunare, scădere, multiplicare) cît și operații de adresare a memoriilor.

În prima variantă se utilizează cîte un singur bloc specializat pentru fiecare operație elementară, deci un bloc pentru adunare, altul pentru scădere și un al treilea pentru înmulțire. Se obține astfel o structură hardware simplă și compactă, dar apare un inconvenient:

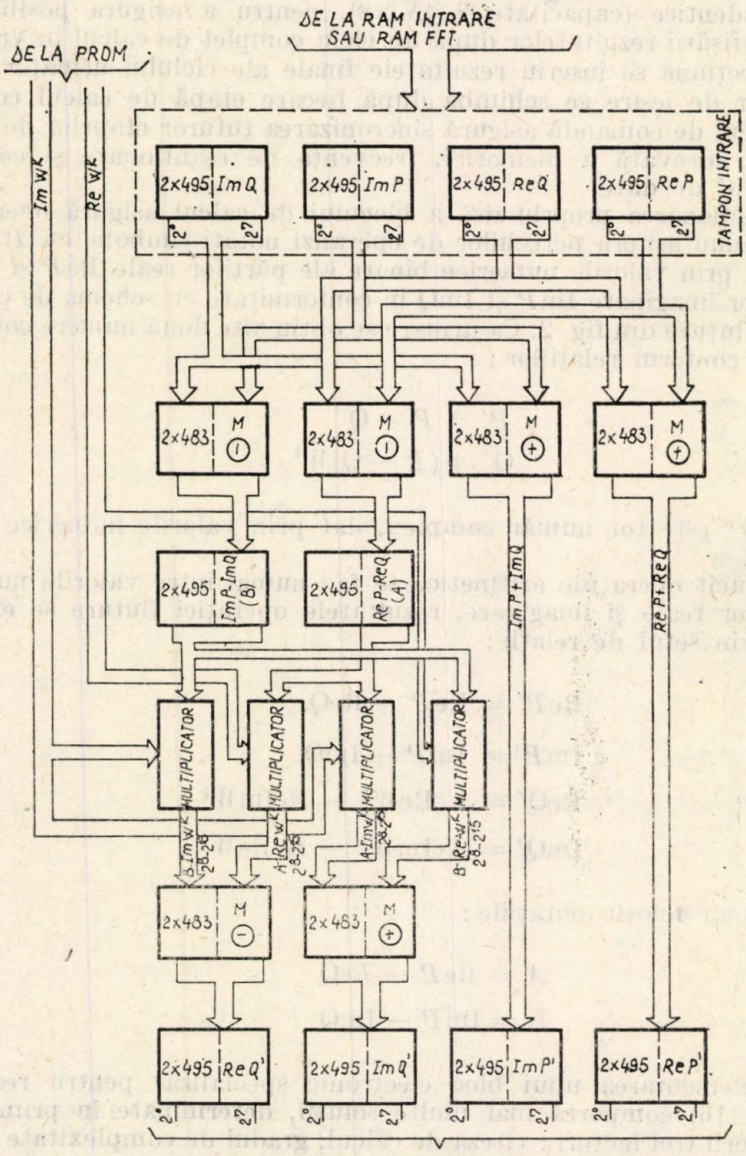


Fig. 5

— lungirea timpului de calcul, datorită succesiunii seriale a operațiilor, ceea ce implică utilizarea unor blocuri de calcul foarte rapide (de ex. multiplicatoare LSI monolitice tip MPI 16 AJ care asigură o multiplicare (16 ×16) în 190 ns la un consum de 5 W [7].

A doua variantă permite reducerea la minimum a timpului de calcul prin realizarea mai multor operații în paralel. Structura hardware devine mai complexă, dar are avantajul că se pot obține performanțe comparabile cu ale primei variante, utilizînd numai circuite TTL din producția indigenă.

Schema bloc pentru a doua variantă este prezentată în fig. 5 și va fi analizată în continuare.

Schema conține unități de calcul distincte pentru operații de adunare, scădere și înmulțire. Operațiile care se execută în paralel sînt, pentru adunare/scădere : $\mathrm{Re}P + \mathrm{Re}Q$, $\mathrm{Re}P - \mathrm{Re}Q$, $\mathrm{Im}P + \mathrm{Im}Q$, $\mathrm{Im}P - \mathrm{Im}Q$, $A \cdot \mathrm{Re}W^k - B \cdot \mathrm{Im}W^k$ și $A \cdot \mathrm{Im}W^k + B \cdot \mathrm{Re}W^k$. Pentru a permite operații în paralel, datele citite din memoriile RAM se introduc în registre tampon realizat cu registre tip CDB 495. Sumatoarele și scăzătoarele sînt unități identice, semnul și logica de complementare fiind realizate prin scheme combinaționale distincte, validate în funcție de etapa de calcul prin blocul de comandă.

Multiplicarea este implementată printr-o schemă logică secvențială ce are la bază operații succesive de sumare și deplasare, ce reproduc în cod binar procedura clasică de înmulțire zecimală. Din relațiile (16) rezultă că cele 4 operații de multiplicare au două cîte două cîte un operand comun. De aceea s-a adoptat o schemă în care un operand ($\mathrm{Re}W^k$ sau $\mathrm{Im}W^k$), citit direct din PROM, înmulțește simultan alți doi operanzi (A și B) menținuți în registre tampon.

Operațiile într-un ciclu complet de calcul (pentru 256 eșantioane) decurg în flux continuu, cu excepția primelor două tacte care oferă $\mathrm{Re}P'$ și $\mathrm{Im}P'$ și care nu necesită multiplicări. În rest, în timpul necesar multiplicării (care constituie cea mai lungă operație elementară) au loc operații de citire/înscriere în memoriile RAM, care necesită o durată comparabilă cu cea a multiplicării. Blocul de comandă, realizat pe principiul numărării de tacte furnizate, de un ceas foarte stabil și selectarea combinațională a deciziilor, asigură sincronizarea operațiunilor de calcul și fluența transferului de date, precum și logica de semn.

Calculele se efectuează cu cuvinte binare de 8 biți. De remarcat că rezultatul sumării, care poate fi de 9 biți, se trunchiază la cei mai semnificativi 8 biți ; prin aceasta se realizează împărțirea cu 2, care la sfîrșitul celor $n = \log_2 N$ etape de calcul ale unui ciclu complet asigură împărțirea la N aferentă TFD, care diferențiază $\tilde{X}_k$ de X_k. În privința multiplicării (8 ×8) care conduce la numere pînă la 16 biți, și aici trunchierea se face după cei mai semnificativi 8 biți. Eroarea de trunchiere nu depășește însă valoarea celui mai puțin semnificativ bit al părții întregi, deoarece unul din operanzi ($\mathrm{Re}W^k$ sau $\mathrm{Im}W^k$) este în fapt un număr subunitar deoarece reprezintă fie un sinus, fie un cosinus ; de aceea trunchierea nu reprezintă decît poziționarea corectă a virgulei, partea ce se pierde fiind cea fracționară.

Structura de calcul prezentată permite realizarea operației de multiplicare în circa 1,2 microsecunde, care în asociere cu timpul de citire-înscriere la memoriile RAM utilizate, de aproximativ 0,5 microsecunde,

asigură realizarea unui ciclu complet (256 linii spectrale) în maximum 2 milisecunde. Această valoare este acoperitoare, pentru că nu ia în considerație reducerea duratei determinată de înmulțirile cu 1, care se poate realiza cu o extensie hardware nu prea complicată a blocului de comandă.

Concluzii

Blocul de calcul cu schema bloc din fig. 5 a fost realizat ca parte componentă a unui analizor Fourier pentru semnale de joasă frecvență utilizat în analiza proceselor lente. Timpul de calcul pentru un ciclu complet de 256 linii spectrale de circa 2 milisecunde permite analiza în timp real a semnalelor pînă la 256 Hz, cu o rezoluție în frecvență 1/256 din f_{max} și o precizie numerică $\pm 1/2$ din cel mai puțin semnificativ bit (cuvinte de 8 biți). Același bloc de calcul va fi utilizat într-o altă variantă, aflată în studiu, la care transferul de date și adresarea memoriilor se efectuează sub controlul unui microprocesor INTEL 8085 și prin care frecvența maximă de analiză ajunge la 1 kHz. De asemenea, se află în studiu posibilitatea de creștere a domeniului de frecvență la 20 kHz prin modificarea numărului de eșantioane introduse în calcul. Pentru a satisface toate aceste domenii de frecvență, pentru blocul de intrare s-a utilizat un modul integrat de achiziție de date tip DAS 1128. Afișarea spectrului de putere se face prin descărcarea memoriei de ieșire pe DAF sau imprimată, existînd și posibilitatea afișării la cerere a valorilor reale și imaginare ale liniei spectrale pentru o anumită frecvență. Cu excepția memoriilor și a circuitului de achiziție de date, analizorul Fourier este realizat cu circuite integrate indigene.

BIBLIOGRAFIE

1. *Cartianu, Gh., Constantin I.*, Analiza și sinteza circuitelor în domeniul frecvenței, Ed. Academiei R. S. România, 1974.
2. *Stuart, R. D.*, Introducere în analiza Fourier cu aplicații în tehnică, Ed. tehnică, 1971.
3. *Gârlașu, S.*, Prelucrarea în timp real a semnalelor fizice, Ed. Scrisul Românesc, 1978.
4. *Brigham, O. E.*, The Fast Fourier Transform, Prentice Hall, N. York, 1974.
5. *Rabiner, L. R., Gold, S.*, Theory and applications of digital signal processing, Prentice Hall, New York, 1975.
6. *Dobrescu, R.*, On linear realization of finite automata, Proceedings of Int. Symp. on Appl. of Math. in Syst. Th., vol. 2, Brașov, dec. 1978.
7. *Mick, J. R.*, Digital Signal Processing Handbook, Advanced Micro-Devices, 1976.

Algorithm and Processing Unit for Fast Fourier Transform

A special algorithm for fast computing the Fourier Transform and the digital processing unit dedicated to implement this algorithm are presented in the paper.

The algorithm is based on the partition of the initial data sequence effected by the so called frequency decimation with constant geometry, which allows to perform the computation by a simple ,,butterfly" operation.

The properties and the advantages of the algorithm in respect to other solutions applied for Fast Fourier Transform, as well as the possibilities to build up a processing unit suitable for obtaining valuable performances are also discussed.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

C. Z.: 62—5: 681.3.04/06

STRUCTURA CU MICROPROCESOR PENTRU CONDUCEREA PROCESELOR DISCRETE

TH. BORANGIU, T. IONESCU *

Lucrarea prezintă o structură modulară de conducere a proceselor, care utilizează microcalculatoare de 8 biți, de tip 8048/8748. Sistemul de conducere îndeplinește funcțiile unui procesor de intrări, comenzi, și ieșiri numerice, iar algoritmii de comandă implementați asigură distribuirea impulsurilor pentru motoare electrice pas cu pas, comenzi bi- și tripoziționale, comenzi neliniare, și funcții de tip automat programabil pentru bucle numerice. Principalele funcții pe care le asigură configurația sînt: achiziția de date (intrări analogice și numerice de 1 bit și de 8 biți), prelucrarea datelor (conducere numerică directă, automate finite secvențiale) și supravegherea parametrilor din proces. Modulul I/E permite cuplarea la magistrala de date a unor module de tip ceas de timp real. Structura prezentată poate fi încadrată într-o configurație multiprocesor, prin utilizarea sistemului de întreruperi asociat.

Introducere

În conducerea proceselor industriale s-au impus, în ultimii ani cu precădere două soluții de configurații specializate:

— sisteme de reglare realizate în configurații de mini- și microcalculatoare de proces; aceste structuri asigură conducerea prin următoarele activități de bază: achiziție de informații analogice din proces, prelucrarea datelor în conformitate cu algoritmi de tip PI, PID, ș.a., transmiterea comenzilor către proces, cît și comunicarea cu operatorul;

— sisteme de conducere de tip automat finit (secvențiale) realizate în configurații de automat programabil; aceste structuri, bazate în principal pe prelucrarea de operanzi de 1 bit, sînt programate pentru următoarele activități de bază: achiziție de date numerice de 1 bit, prelucrarea datelor conform unor algoritmi combinaționali, secvențiali, cu temporizare, de tip indexabil, și emiterea către proces a comenzilor de tip tot sau nimic, serial sau în paralel, prin registru tampon.

Inconvenientul acestor două tipuri de configurații constă în aceea că prima este utilizată ineficient, din punctul de vedere al capacității de calcul, pentru funcțiile de conducere discretă menționate, avînd în același timp o insuficientă capacitate de achiziție a intrărilor numerice, pe cînd

Manuscris predat redacției la data de 8 noiembrie 1980
* Șef lucrări dr. ing., Șef lucrări dr. ing., Catedra Automatică

cea de a doua variantă de structură de conducere este supradimensionată în interfața de intrare/ieșire, neputînd asigura unele funcții de bază pentru conducerea numerică directă: comparații ale unor operanzi exprimați pe 4 sau 8 biți, achiziția de canale analogice din proces, adunări de operanzi prelucrări de tip stivă ș.a.

Scopul acestei lucrări este acela de a descrie o configurație de conducere modularizată, cu microcalculator de tip 8748, cu posibilitatea achiziției și prelucrării atît a datelor analogice din proces, cît și a celor numerice de 1 și 8 biți. Structura propusă poate conduce la un sistem multiprocesor, prin utilizarea magistralei de întreruperi cu care este dotat. Software-ul sistemului asigură legi de reglare neliniare de tip bi- și tripoziționat, strategii de conducere discrete de tip decizional, reglări în frecvență, cît și toate funcțiile de tip automat programabil. Configurația propusă asigură interconectarea sloturilor numerice cît și alocarea dinamică a priorităților de conducere, prin tehnica indexării variabile (comandate).

Datorită acestor caracteristici, sistemul de conducere propus este denumit Procesor de Comenzi Discrete (PCD). Utilizarea PCD în configurația de bază devine deosebit de avantajoasă în energetică, metalurgie, construcții de mașini, transporturi, materiale de construcție, în reglări combinate, cu cuplarea funcțională a unui număr mare de sloturi mixte: analogice și numerice.

Conceptia hardware a PCD

PCD este construit în jurul microcalculatorului pe un singur cip Intel 8748, și realizează performanțele:

— Transfer de informații între unitatea centrală de prelucrare și periferice:

- 64 canale numerice de 1 bit intrare/ieșire, programabile;
- 4 porturi de intrare, cuvînt de 8 biți;
- 16 canale de intrări analogice;
- 4 porturi de ieșire, cuvînt de 8 biți;
- 12 ceasuri programabile;
- 16 linii de întrerupere de la periferice.

— Capacitatea memoriei program: 4 Kocteți.

— Capacitatea memoriei de date, partajată după prelucrare de bit și de cuvînt: 1K × 1 bit plus 1 K × 8 biți.

Schema bloc a PCD realizat pe o singură placă, este prezentată în figura 1. Blocurile componente sînt:

Interfața de intrare/ieșire pe un bit, extinde portul I/E la 64 de linii. Ea utilizează expandere I/E de tip 8243, pentru care sînt folosite instrucțiunile MOVD PN, A; MOVD A, PN; ORLD PN, A și ANLD PN, A. Selectarea expanderului 8243, prin activarea semnalelor $\overline{CS}$, este realizată utilizînd un decodificator 442, conectat în schema de interfață I/E astfel:

— intrările de adresă conectate la portul P2 liniile P24—P27;

— ieșirile decodificatorului vor fi conectate cîte una la fiecare $\overline{CS}$/8243.

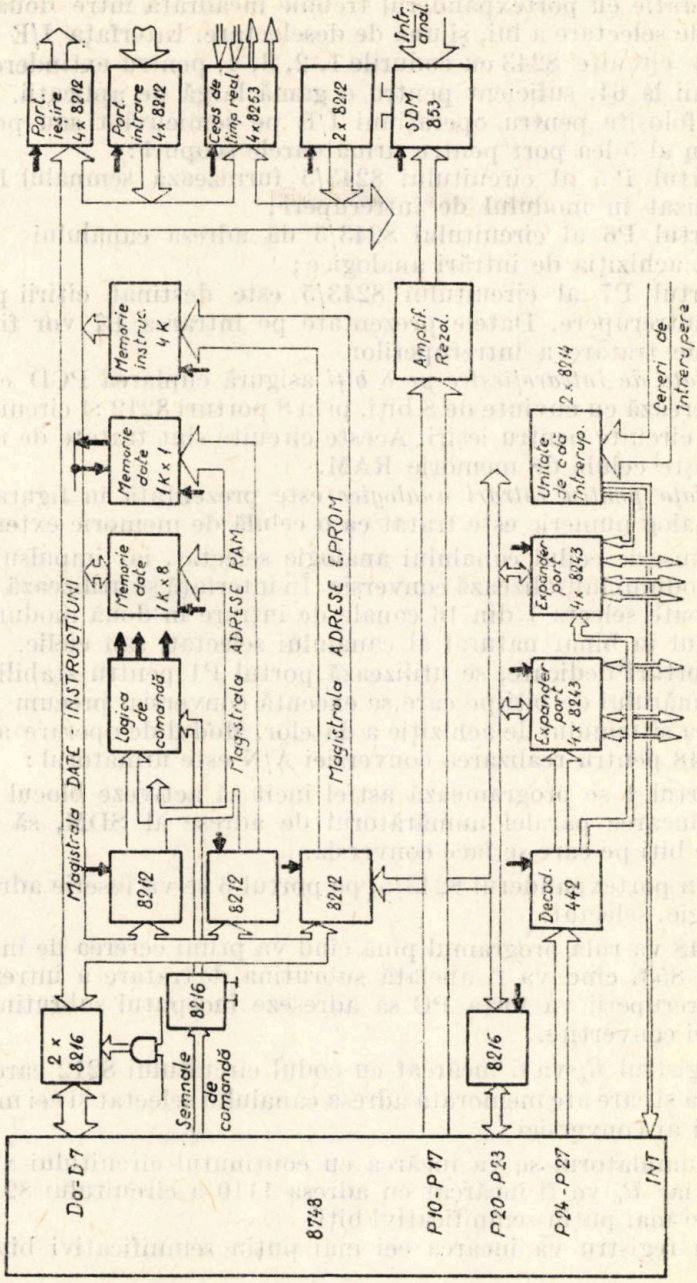

Port. ieșire 4 x 8212
Port. intrare 4 x 8212
Ceas de timp real 4 x 8253
2 x 8212
Intr. anal.
SDM 853
Memorie instruc. 4K
Memorie date 1K x 1
Memorie date 1K x 8
Logica de comandă
Amplif. Rezol.
2 x 8214
Cereri de întrerupere
Unitate de cod întrerup.
Expander port 4 x 8243
Expander port 4 x 8243
Magistrala DATE - INSTRUCȚIUNI
Magistrala ADRESE RAM
Magistrala ADRESE EPROM
8212
8212
8212
Decod. 442
2 x 8216
8216
8216
Semnale de comandă
8748
Do-D7
P10-P17
P20-P23
P24-P27
INT

Fig. 1

O operație cu portexpanderul trebuie încadrată între două instrucțiuni, una de selectare a lui, și una de deselectare. Interfața I/E de un bit utilizează 4 circuite 8243 cu codurile 1, 2, 3, 4, pentru extinderea numărului de linii la 64, suficient pentru o gamă largă de aplicații. În afara circuitelor folosite pentru operațiuni I/E pe semicuvînt sau pe bit, s-a prevăzut un al 5-lea port pentru următoarele scopuri:

— portul P 5 al circuitului 8243/5 furnizează semnalul INTACK, impuls utilizat în modulul de întreruperi;

— portul P6 al circuitului 8243/5 dă adresa canalului analogic următor, la achiziția de intrări analogice;

— portul P7 al circuitului 8243/5 este destinat citirii priorității cererii de întrerupere. Datele prezentate pe intrarea P7 vor fi citite în subrutina de tratare a întreruperilor.

Interfața de intrare/ieșire pe 8 biți asigură cuplarea PCD cu periferice ce lucrează cu cuvinte de 8 biți, prin 8 porturi 8212 :4 circuite pentru intrări și 4 circuite pentru ieșiri. Aceste circuite sînt tratate de microprocesor ca niște celule de memorie RAM.

Interfața pentru intrări analogice este prezentată în figura 2. Convertorul analog numeric este tratat ca o celulă de memorie externă RAM în care se înscrie codul canalului analogic selectat, iar impulsul $\overline{WR}$ de zăvorîre a codului inițializează conversia. În interfață se utilizează SDM853. Sistemul poate selecta 1 din 16 canale de intrare în două moduri: furnizîndu-i codul în binar natural al canalului selectat, sau ciclic. Deoarece 8748 are porturi dedicate, se utilizează portul P1 pentru stabilirea cîștigului, a numărului de biți pe care se execută conversia, precum și pentru programarea sistemului de achiziție a datelor. Modul de operare al unității centrale 8748 pentru realizarea conversiei A/N este următorul:

1. Portul 1 se programează astfel încît să activeze blocul de întreruperi, să încarce paralel numărătorul de adrese al SDM, să precizeze numărul de biți pe care se face conversia.

2. Prin portexpanderul 8243/5, pe portul 6 se va înscrie adresa canalului analogic selectat.

3. 8748 va rula programul pînă cînd va primi cererea de întrerupere de la SDM 853, cînd va fi apelată subrutina de tratare a întreruperilor. Nivelul întreruperii va forța PC să adreseze începutul subrutinei pentru citirea datei convertite.

4. Registrul R_0 va fi încărcat cu codul circuitului 8212 care a cerut întreruperea și care are memorată adresa canalului selectat și cei mai semnificativi biți ai conversiei.

5. Acumulatorul se va încărca cu conținutul circuitului 8212 codificat 1111, iar R_0 va fi încărcat cu adresa 1110 a circuitului 8212 care a memorat cei mai puțin semnificativi biți.

6. Un registru va încărca cei mai puțin semnificativi biți ai conversiei.

7. Se va executa un salt condiționat de adresa canalului selectat.

Blocul de temporizare asigură în PCD întîrzieri programabile sau numărarea trenurilor de impulsuri, sub control software. Modulul este dotat cu 4 circuite 8253, tratate de microprocesor ca celule de memorie RAM.

Blocul de întreruperi externe asigură 16 nivele de întrerupere, pentru care se utilizează două circuite 8214. Deoarece 8748 nu are ieşire pentru încunoştiinţarea unui periferic că cererea de întrerupere a fost executată, acest semnal va fi furnizat de sistem prin resetarea unei linii de ieşire a portului 8243/5 (INTACK), şi în instrucţiunea următoare prin setarea ei. Liniile A_0, A_1, A_2, şi ENLG ale circuitului 8214/1 se vor conecta la intrarea portexpanderului 8243/5—7.

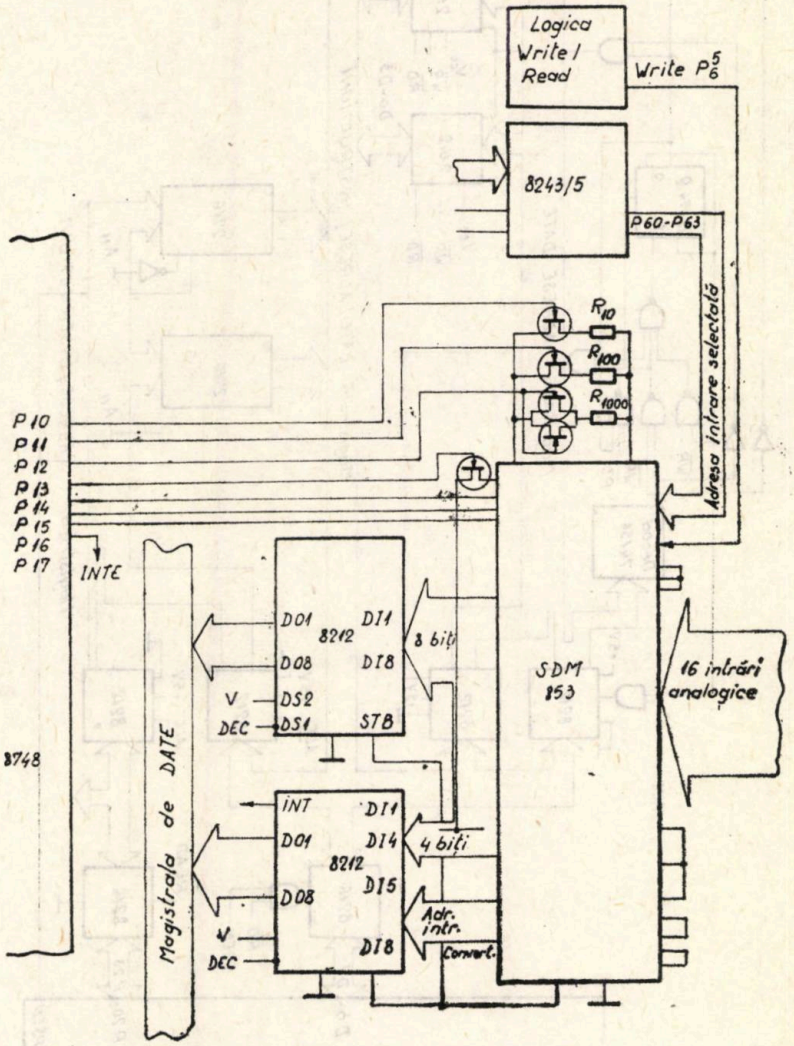


Fig. 2

Amplificatorul de magistrală este realizat cu circuite 8216. Ieşirile care trebuie amplificate sînt: magistrala de date/instrucţiuni; portul P2 liniile P20—P24 care duc datele/instrucţiunile la portexpanderele

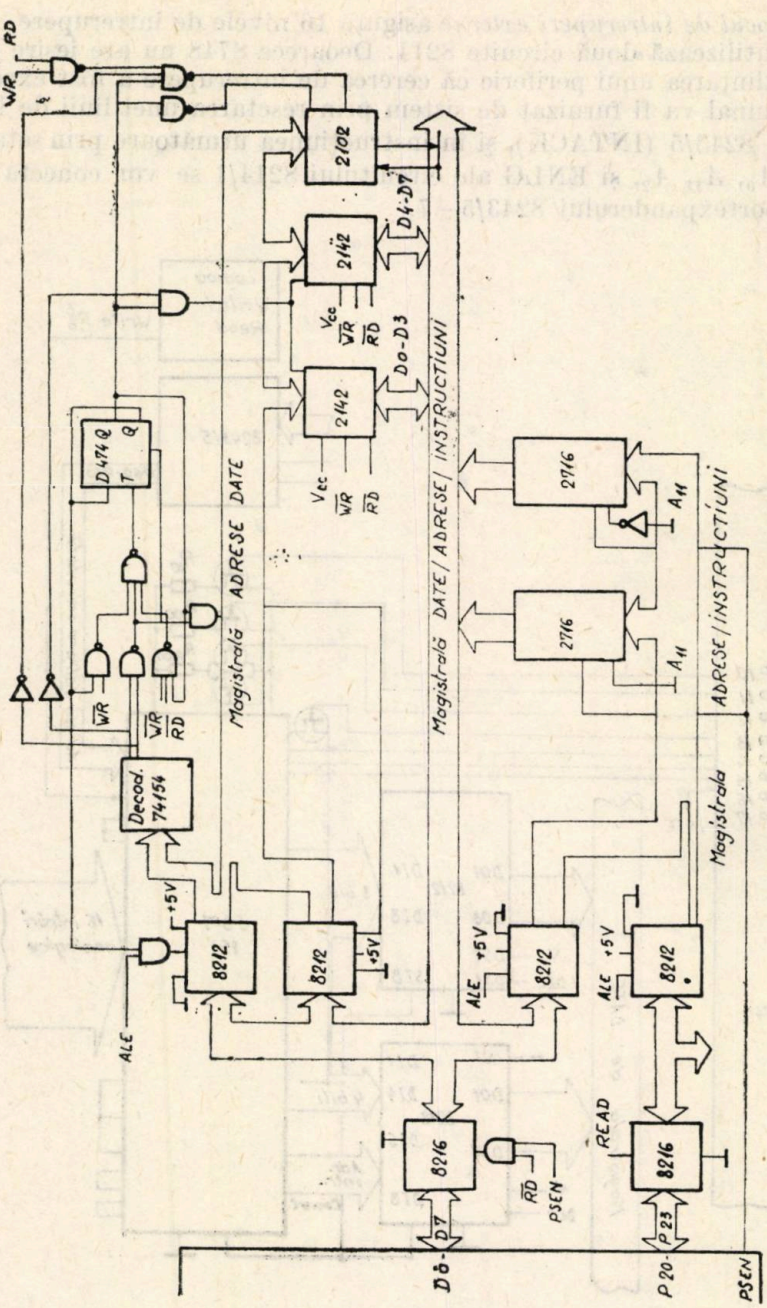

RD
WR
2102
D4-D7
2142
Vcc
WR
RD
D0-D3
2142
D474 Q
T
Q
Magistrala ADRESE DATE
Magistrala DATE/ADRESE/INSTRUCTIUNI
2716
A11
2716
A11
ADRESE/INSTRUCTIUNI
WR
WR RD
Decod. 74154
+5V
8212
8212
+5V
ALE
Magistrala
ALE +5V
8212
ALE +5V
8212
READ
8216
8216
RD
PSEN
D7
D0-
P23
P20-
PSEN

Fig. 3

8243 ; semnalele de control ale microcalculatorului ALE, $\overline{RD}$, $\overline{WR}$, PROG, PSEN.

Memoria program şi de date sînt prezentate în figura 3. Pentru a putea extinde memoria RAM la mai mult de 320 locaţii se utilizează două magistrale de adrese. Capacitatea memoriei RAM a PCD prezentat este 1K × 1 bit şi 1 K × 8 biţi, dar poate fi uşor extinsă prin extinderea logicii de comandă cu un decodificator al celor mai semnificativi biţi ai adresei. Pe magistrala de date vor fi plasate alternativ adresa RAM, adresa EPROM, date, pentru înscrierea/citirea RAM.

Aspecte software

Software-ul PCD este dat de setul de intrucţiuni cu care este dotat microcalculatorul 8748, şi care se caracterizează prin flexibilitate, în ciuda simplităţii în organizarea unităţii centrale de prelucrare a informaţiilor. Întradevăr, pentru algoritmi de reglare care nu presupun calcule aritmetice de tip înmulţire sau împărţire, 8748 determină performanţe de conducere deosebite pentru o gamă largă de procese industriale, inclusiv cele rapide de tipul acţionărilor electrice, sau comenzi numerice la maşini unelte.

În plus, datorită concepţiei hardware de achiziţie mixtă a datelor numerice (1 şi 8 biţi) şi analogice, sistemul poate fi utilizat cu succes atît în reglare, cît şi în comenzi secvenţiale. Pentru exemplificare, se prezintă modul în care PCD poate prelua scheme în logica cablată. Fie circuitul logic din figura 4. Programul asociat este scris mai jos :

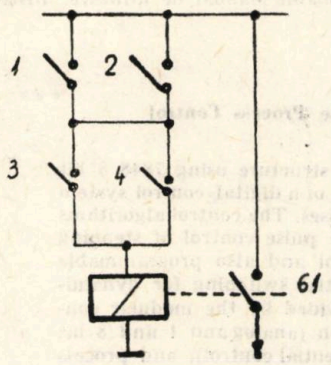


Fig. 4

```
        MOVD    A, EP41
        MOV     RN, A
        RL
        ANL     A, RN
        JB1     ET 2
        MOV     A, RN
        JB0     ET 1
        ANLD    EP 74
        JMP     ET 2
ET 1    ORLD    EP 74
ET 2    ..............
```

Software-ul caracteristic microcalculatorului 8748 permite PCD să asigure toate tipurile de funcţii de tip automat programabil : operaţii logice, aritmetice, temporizări, numărare de impulsuri, transferul CPU-memorie şi CPU-interfaţă I/E, salturi condiţionate multiple, lucru cu subrutine, şi în plus rotiri de acumulator, selectare de registre, sistem de întreruperi, cu opţiuni de lucru pe 1 bit şi pe 8 biţi.

În ceea ce priveşte reglarea numerică, PCD este utilizabil în implementarea unor strategii de conducere discretă, de tip decizional (ex. neliniară).

Concluzii

Structura de conducere discretă prezentată în lucrare dovedește următoarele calități :

— Grad înalt de integrare al structurii hardware;

— Modularitate : prin extensia modulelor componente ale sistemului se poate mări capacitatea de comunicație cu procesul și cu operatorul, prin creșterea numărului de linii I/E;

— Flexibilitate în alcătuirea programelor de conducere : arhitectura sistemului permite organizarea programelor în timp real pentru conducerea buclelor analogice interconectate (intercondiționate) prin semnale de tip numeric. În felul acesta PCD este utilizabil mai cu seamă în conducerea instalațiilor cu un număr mic-mediu de bucle de automatizare (ex. energetică).

— Gama proceselor industriale conduse prin PCD se extinde și asupra proceselor rapide.

În ceea ce privește realizarea fizică a sistemului, acesta poate fi cu ușurință implementat pe o singură placă, încadrîndu-se din acest punct de vedere în condițiile de fiabilitate înaltă oferite de execuții de tip SBC.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Isaacson, R.* — Utilising microprocessors in analogue environments, Electronic Engineering, April 1977, pp. 57—61.

[2] *Blume, H. Budde, D., Raphael, H., Stamm D.,*— Single-chip 8-bit microcomputer fills gap between calculator type and powerfull multichip processors, Applying microprocessors, Electronic Book Series, Mc Graw-Hill, 1976, pp 57—63.

[3] *Borangiu, Th., Ionescu, Tr.* — APB 1. Automat programabil Manual de utilizare, Institutul Politehnic București, Tipo. 1980.

A Microprocessor-based Structure for Discrete Process Control

The paper presents a modular process control structure using 7848 8 bit microcomputers. The suggested system fulfils the duty of a digital control system operating in conjunction with numerically driven processes. The control algorithms which can be implemented on this structure ensure pulse control of stepping motors, bi-and tripositional control, nonlinear control and also programmable controller functions, such as combinational and sequential switching for dynamically allocated digital slots. The main functions provided by the modular configuration discussed in the paper are data acquisition (analog and 1 and 8 bit digital inputs), data processing (numerical control, sequential control), and process monitoring. The I/O module allows the connection through an 8 bit data bus to several real time clocks. A simple interrupt system is used to produce a multiprocessor structure under the control of a bus arbiter. The system software is discussed in the last part of the paper.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

CALCULATOARE

C. Z.: 681.04/06

FAULT DETECTION IN SEQUENTIAL LOGIC CIRCUITS USING THE STATE REGISTER

CRISTIAN ZERVOS, IRINA ATHANASIU *

Introduction

Given any logical fault F in the implementation of a sequential automaton M, the algorithm presented in [1] decides whether F is detectable by means of the state register of M. Moreover, if F is not detectable by means of the state register of M, the algorithm determines whether F is detectable by means of the outputs of M, i.e. whether F is dete ctable at all.

Two questions naturally arise:

1) If F is detectable by means of the state register of M (i.e. $F \in \mathfrak{F}_{RS}$) what are the necessary and sufficient conditions for F to be also detectable by means of the outputs of M.

2) How can the decidability results resented in [1] be used in order to construct test sequences for logical faults in the implementation of M.

Section 1 of this paper gives an answer to the first question above, in a more general sense; that is necessary and sufficient conditions are presented for any given logical fault in the implementation of M to be detectable by means of the outputs of M and therefore for faults $F \in \mathfrak{F}_{RS}$, as well. Section 2 solves the second question whereas section 3 presents an application example of the theory.

Notations, definitions and assumptions used in this paper are compatible with those employed in [1].

1. Fault Detection Using the Outputs of the Sequential Automaton

Let F be a logical fault in the implementation of a sequential automaton M. We say that F is detectable by means of the outputs of the sequential automaton M if and only if

$$(\exists \omega \in I^*)(\exists i \in I)(o^F(\hat{\delta}_v^F(u_0^F, \omega), i) \neq o(\hat{\delta}_v(V(q_0), \omega), i)).$$

Manuscript received 1 July 1980
* Lecturer PhD; Lecturer eng.Compute r Dep.

Note that F is detectable by means of the outputs of M if at least one of the following conditions is satisfied :

1) $(\exists \omega \in I^*)(\hat{\delta}_v^F(u_0^F, \omega) \neq \hat{\delta}_v(V(q_0), \omega))$

and

$$(\exists i \in I)\ (o^F(\hat{\delta}_v^F(u_0^F, \omega),\ i) \neq o(\hat{\delta}_v^F(V(q_0), \omega), i)).$$

2) $o^F \neq o$.

It follows that if F is detectable by means of the outputs of the sequential automaton M then $MI^F \not\equiv MI$. On the other hand, $MI^F \not\equiv MI$ does not necessarily imply that F is detectable by means of the outputs of the sequential automaton. Hence, if $\mathscr{F}_0$ denotes the set of logical faults in the implementation of M which are detectable by means of the outputs of the sequential automaton then $\mathscr{F}_0 \subseteq \mathscr{F}$. We consider that the outputs of the sequential automaton are not defined following the reset operation.

Let now F be a logical fault in the implementation of a sequential automaton M. We define the relation $\mathscr{R}_F$ between the sets G and G^F, $\mathscr{R}_F \subseteq G \times G^F$, as follows :

1) $(V(q_0), u_0^F) \in \mathscr{R}_F$

2) $(\forall (u, u_F) \in \mathscr{R}_F)(\forall i \in I)(\delta_v(u, i), \delta_v^F(u_F, i)) \in \mathscr{R}_F \Leftrightarrow o(u, i) = o^F(u_F, i))$

Let $(u, u_F) \in \mathscr{R}_F$.

We define the set $\operatorname{succ}_{\mathscr{R}_F}(u, u_F) = \{(u', u'_F) \in \mathscr{R}_F \mid (\exists i \in I)$

$$(u' = \delta_v(u, i) \wedge u'_F = \delta_v^F(u_F, i))\} \text{ and let}$$

$f_F : (G \times G^F) \times (G \times G^F) \to P(I)$ be a function ($P(I)$ denotes the power set of I) such that for any $(u, u_F), (u', u'_F) \in G \times G^F$

$$f_F((u, u_F), (u', u'_F)) = \begin{cases} \{i \in I \mid u' = \delta_v(u, i) \wedge u'_F = \delta_v^F(u_F, i) \wedge o(u, i) = o^F(u_F, i) \\ \qquad \text{if } (u, u_F) \in \mathscr{R}_F \text{ and } (u', u'_F) \in \mathscr{R}_F \\ \psi \qquad \text{otherwise} \end{cases}$$

We can now state :

Theorem 1 Let F be a logical fault in the implementation of a sequential automaton M. F is not detectable by means of the ouputs of the sequential automaton M if and only if

$$(*) \quad (\forall (u, u_F) \in \mathscr{R}_F)\Big(\bigcup_{(u', u'_F) \in \operatorname{succ}_{\mathscr{R}_F}(u, u_F)} f_F((u, u_F), (u', u'_F)) = I\Big).$$

Proof: Let us assume that $F \notin \mathscr{F}_0$. We want to show that the condition (*) is satisfied. Suppose that

$$(\exists (u, u_F) \in \mathscr{R}_F)\left(\bigcup_{(u', u'_F) \in \mathrm{succ}_{\mathscr{R}_F}(u, u_F)} f_F((u, u_F), (u', u'_F)) \subset I\right)$$

But, by construction, we have:

$$(u, u_F) \in \mathscr{R}_F \Rightarrow (\exists\, \omega \in I^*)\,(\hat{\delta}_v\,(V\,(q_0), \omega) = u \wedge \hat{\delta}^F_v(u^F_0, \omega) = u_F).$$

Let $i \in I - \bigcup_{(u', u'_F) \in \mathrm{succ}_{\mathscr{R}_F(u, u_F)}} f_F((u, u_F), (u', u'_F))$. Evidently, $o(u, i) \neq o^F(u, i)$.

It follows that $o^F(\hat{\delta}^F_v(u^F_0, \omega), i) \neq o\,(\hat{\delta}_v(V\,(q_0), \omega), i)$ and therefore $F \in \mathscr{F}_0$, which represents a contradiction.

Conversely, let us assume that the condition (*) is true. We want o show that in this case $F \notin \mathscr{F}_0$. Suppose $F \in \mathscr{F}_0$. But,

$$F \in \mathscr{F}_0 \Rightarrow (\exists \omega \in I^*)\,(\exists i \in I)\,(o^F(\hat{\delta}^F_v(u^F_0, \omega), i) \neq o\,(\hat{\delta}_v(V\,(q_0), \omega), i)).$$

Let $u = \hat{\delta}_v(V\,(q_0), \omega)$, $u_F = \hat{\delta}^F_v(u^F_0, \omega)$. Without loss in generality we may assume that $(u, u_F) \in \mathscr{R}_F$. Then, however, $i \notin \bigcup_{(u', u'_F) \in \mathrm{succ}_{\mathscr{R}_F(u, u_F)}} f_F((u, u_F), (u', u'_F))$ which contradicts our assumption that the condition (*) is satisfied.

Theorem 1 above states necessary and sufficient conditions for any given logical fault F in the implementation of a sequential automaton M to be detectable by means of the outputs of M. Note that this method, as opposed to the algorithm which decides whether T is detectable by means of the state register of M, presented in [1], requires far more extensive information regarding the faulty automaton, such as that contained in MI, for example. In this sense, the method offered by theorem 1 appears to be as "difficult" to apply as the successor tree method of [2].

2. Test Sequences

We recursively define the following functions

1) $\tilde{\delta} : I^* \to G^*$ where
   - $\tilde{\delta}(e) = \hat{\delta}_v(V(q_0), e) = e$
   - $(\forall \omega \in I^*)\,(\forall i \in I)\,(\tilde{\delta}\,(\omega i) = \tilde{\delta}(\omega)\,\delta_v(\hat{\delta}_v(V\,(q_0), \omega), i))$.
2) $\tilde{o} : I^* \to 0^*$ where
   - $\tilde{o}\,(e) = e$
   - $(\forall\, \omega \in I^*)\,(\forall i \in I)\,\tilde{o}\,(\omega i) = \tilde{o}\,(\omega)\; o\,(\hat{\delta}_v V\,(q_0), \omega), i))$.

Let F be a logical fault in the implementation of a sequential automaton M. The functions $\tilde{\delta}^F : I^* \to (G^F)^*$ and $\tilde{o}^F : I^* \to (O)^*$ are defined analogously.

Let now $\omega \in I^+$ and let F be a logical fault in the implementation of a sequential automaton M. We say that ω is a test sequence which detects F by means of the state register of M if and only if $\tilde{\delta}(\omega) \neq \tilde{\delta}^F(\omega)$. Let $T_F^{RS} = \{\omega \in I^+ | \tilde{\delta}(\omega) \neq \tilde{\delta}^F(\omega)\}$ be the set of test sequences which detect F by means of the state register of M. Similarly, we say that ω is a test sequence which detects F by means of the outputs of the sequential automaton M if and only if $\tilde{o}(\omega) \neq \tilde{o}^F(\omega)$. Let $T_F^0 = \{\omega \in I^+ \mid \tilde{o}(\omega) \neq \tilde{o}^F(\omega)\}$ be the set of test sequences which detect F by means of the outputs of the sequential automaton M. Note that

$$1)\ F \in \mathscr{F}_{RS} - \mathscr{F}_{RRS} \Leftrightarrow u_F^0 = V(q_0) \wedge (\exists \omega \in I^+)(\tilde{\delta}(\omega) \neq \tilde{\delta}^F(\omega)) \Leftrightarrow$$
$$\Leftrightarrow u_F^0 = V(q_0) \wedge T_F^{RS} \neq \varphi.$$

$$2)\ F \in \mathscr{F}_0 \Leftrightarrow (\exists \omega \in I^+)(\tilde{o}(\omega) = \tilde{o}^F(\omega)) \Leftrightarrow T_F^0 \neq \varphi.$$

$$3)\ F \in \mathscr{F}_{NRS} \Leftrightarrow u_0^F = V(q_0) \wedge T_F^{RS} = \psi \wedge T_F^0 \neq \varphi.$$

We introduce the following notation. Let $\omega \in I^+$ and let $(u, i) \in G \times I$. Then,

$$\omega \to (u, i) \Leftrightarrow (\exists \omega', \omega'' \in I^*)(\omega = \omega' i \omega'' \wedge \hat{\delta}_v(V(q_0), \omega') = u).$$

If $\omega \to (u, i)$ then the sequence ω is said to cover the (state/output) transition (u, i).

We can now state the following results:

Theorem 2 Let $F \in \mathscr{F}_{RS} - \mathscr{F}_{RRS}$ and let $\omega \in I^+$; $\omega \in T_F^{RS} \Leftrightarrow (\exists (u, i) \in R_{FV})(\omega \to (u, i))$

Proof: Let us assume that $\omega \in T_F^{RS}$. But,

$$\omega \in T_F^{RS} \to \tilde{\delta}(\omega) \neq \tilde{\delta}^F(\omega).$$

It follows that there exist $\omega', \omega'' \in I^*$ and $i \in I$ such that $\omega = \omega' i \omega''$ and

1) $\tilde{\delta}(\omega') = \tilde{\delta}^F(\omega')$; let $u = \hat{\delta}_v(V(q_0), \omega') = \hat{\delta}_v^F(u_0^F, \omega')$.

2) $\delta_v(u, i) \neq \delta_v^F(u, i)$

Consequently, $(u, i) \in R_{FV}$ and $\omega \to (u, i)$.

Conversely, let us assume that $(u, i) \in R_{FV}$ and that $\omega \to (u, i)$. But,

$$\omega \to (u, i) \Rightarrow (\exists \omega', \omega'' \in I^*)(\omega' = \omega' i \omega'' \wedge \hat{\delta}_v(V(q_0), \omega') = u)$$

We can have

1) $\hat{\delta}_v^F(u_0^F, \omega') = u$. In this case,

$$(u, i) \in R_{FV} \Rightarrow \delta_v(u, i) \neq \delta_v^F(u, i) \Rightarrow \tilde{\delta}(\omega' i) \neq \tilde{\delta}^F(\omega' i) \Rightarrow \tilde{\delta}(\omega) \neq$$
$$\neq \tilde{\delta}^F(\omega) \Rightarrow \omega \in T_F^{RS}.$$

2) $\hat{\delta}_v^F(u_0^F, \omega') \neq u$. Then, however,

$$\tilde{\delta}(\omega') \neq \tilde{\delta}^F(\omega') \Rightarrow \delta(\omega) \neq \tilde{\delta}^F(\omega) \Rightarrow \omega \in T_F^{IS}.$$

Therefore, $\omega \in T_F^{RS}$.

Theorem 3 Let $F \in \mathscr{F}_{NRS}$ and let $\omega \in I^+$; $\omega \in T_F^0 \Leftrightarrow$
$\Leftrightarrow (\exists (u, i) \in R_{F0})\ (\omega \rightarrow (u, i))$.

Proof: Let us assume that $\omega \in T_F^0$. We employ a similar method as in the proof of theorem 2. Thus,

$$\omega \in T_t^0 \Rightarrow \tilde{o}(\omega) \neq \tilde{o^F}(\omega).$$

It follows that there exist $\omega', \omega'' \in I^*$ and $i \in I$ such that $\omega = \omega' i \omega''$ and

1) $\tilde{o}(\omega') = \tilde{o^F}(\omega')$; let $u = \hat{\delta}_v(V(q_0), \omega') = \delta_v^F(u_0^F, \omega')$.

2) $o(u, i) \neq o^F(u, i)$.

Therefore, $(u, i) \in R_{F0}$ and $\omega \rightarrow (u, i)$.

Conversely, let us assume that $(u, i) \in R_{F0}$ and that $\omega \rightarrow (u, i)$. But,

$$\omega \rightarrow (u, i) \Rightarrow (\exists \omega', \omega'' \in I^*)\ (\omega = \omega' i \omega'' \wedge \hat{\delta}_v(V(q_0), \omega') = u).$$

Since $F \in \mathscr{F}_{NRS}$, $\hat{\delta}_v^F(u_0^F, \omega') = u$ and therefore

$$(u, i) \in R_{F0} \Rightarrow o(u, i) \neq o^F(u, i) \Rightarrow o(\omega' i) \neq \tilde{o^F}(\omega' i) \Rightarrow o(\omega) \neq$$
$$\neq \tilde{o^F}(\omega) \Rightarrow \omega \in T_F^0.$$

Let us now introduce the following notation. Let $\omega \in I^+$. Let F be a logical fault in the implementation of a sequential automaton M and let $(u, u_F, i) \in G \times G^F \times I$.

$$\omega \rightarrow (u, u_F, i) \Leftrightarrow (\exists \omega', \omega'' \in I^*)\ (\omega = \omega' i \omega'' \wedge \hat{\delta}_v(V(q_0), \omega') =$$
$$= u \wedge \hat{\delta}_v^F(u_0^F, \omega') = u_F).$$

If $\omega \rightarrow (u, u_F, i)$ then ω is said to cover the (state/output) transition pair (u, i), (u_F, i). We define next the set:

$$R_F = \{(u, u_F, i) \in G \times G^F \times I \mid (u, u_F) \in \mathscr{R}_F \wedge$$
$$\wedge\, i \notin \bigcup_{(u', u_F') \in \mathrm{succ}\mathscr{R}_F(u, u_F)} f_F((u, u_F), (u', u_F'))\}.$$

Theorem 4 Let $F \in \mathscr{F}_0$ and let $\omega \in I^+$; $\omega \in T_F^0 \Leftrightarrow$
$\Leftrightarrow (\exists (u, u_F, i) \in R_F)\ (\omega \rightarrow (u, u_F, i))$

Proof: Let us assume that $\omega \in T_F^0$. Hence, $\tilde{o}(\omega) \neq \tilde{o}^F(\omega)$. It follows that there exist $\omega', \omega'' \in I^*$ and $i \in I$ such that $\omega = \omega' i \omega''$ and

1) $\tilde{o}(\omega') = \tilde{o}^F(\omega')$; let $u = \hat{\delta}_v(V(q_0), \omega')$, $u_F = \hat{\delta}_v^F(u_0^F, \omega')$.

2) $o(u, i) \neq o^F(u, i)$.

Evidently, $(u, u_F) \in \mathscr{R}_F$ and $i \notin \bigcup_{(u', u_F') \in \mathrm{succ}_{\mathscr{R}_F}(u, u_F)} f_F((u, u_F), (u', u_F'))$. Consequently, $(u, u_F, i) \in R_F$ and $\omega \to (u, u_F, i)$.

Conversely, let us assume that $(u, u_F, i) \in R_F$ and that $\omega \to (u, u_F, i)$. But,

$$\omega \to (u, u, i) \Rightarrow (\exists \omega', \omega'' \in I^*)(\omega = \omega' i \omega'' \wedge \hat{\delta}_v(V(q_0), \omega') =$$

$$= u \wedge \delta_v^F(u_0^F, \omega') = u_F).$$

In addition,

$$(u, u_F, i) \in R_F \Rightarrow o(u, i) \neq o^F(u, i) \Rightarrow \tilde{o}(\omega' i) \neq \tilde{o}^F(\omega' i) \Rightarrow \tilde{o}(\omega) \neq$$

$$\neq \tilde{o}^F(\omega) \Rightarrow \omega \in T_F^0.$$

3. An Example

Let us consider the sample sequential automaton M with the transition table and transition graph given in Figure 1a and with the implementation given in Figure 1b. We note that in order to completly specify an arbitrary logical fault F in the implementation of M it is sufficient to give the restriction $F/\mathscr{D}(F)$.

a) Let us then consider the multiple logical fault F in the implementation of M specified by $F(b) = 1$, $F(1) = 0$. We have $u_0^F = (0,0) = u_0 = V(q_0)$. Consequently, $F \notin \mathscr{F}_{RRS}$. By theorem 1 of [1], $MI^F \equiv MI^{F'}$, where F' is the multiple logical fault in the implementation of M specified by $F'(b) = 1$, $F'(c) = 0$. We have

$$R_{F'V} = \{((0,0),0), ((0,1),0), ((0,1),1), ((1,0),0), ((1,0),1),$$

$$((1,1),0), ((1,1),1)\}.$$

Since $R_{F'V} \neq \varphi$, by theorem 2 of [1], $F' \in \mathscr{F}_{RS} - \mathscr{F}_{RRS}$ and therefore $F \in \mathscr{F}_{RS} - \mathscr{F}_{RRS}$. By theorem 2, 0 is a test sequence which detects F', and therefore F, by means of the state register of M, since $0 \to ((0,0),0)$. Moreover, according to the transition graph of Figure 1a, 0 is the shortest

test sequence which detects F by means of the state register of M. Other test sequences in the set T_F^{RS} are (see the transition graph of Figure 1a):

10 $(10 \rightarrow ((0, 1), 0))$
11 $(11 \rightarrow ((0, 1), 1))$
00 $(00 \rightarrow ((1, 1), 0))$
01 $(01 \rightarrow ((1, 1), 1))$ etc.

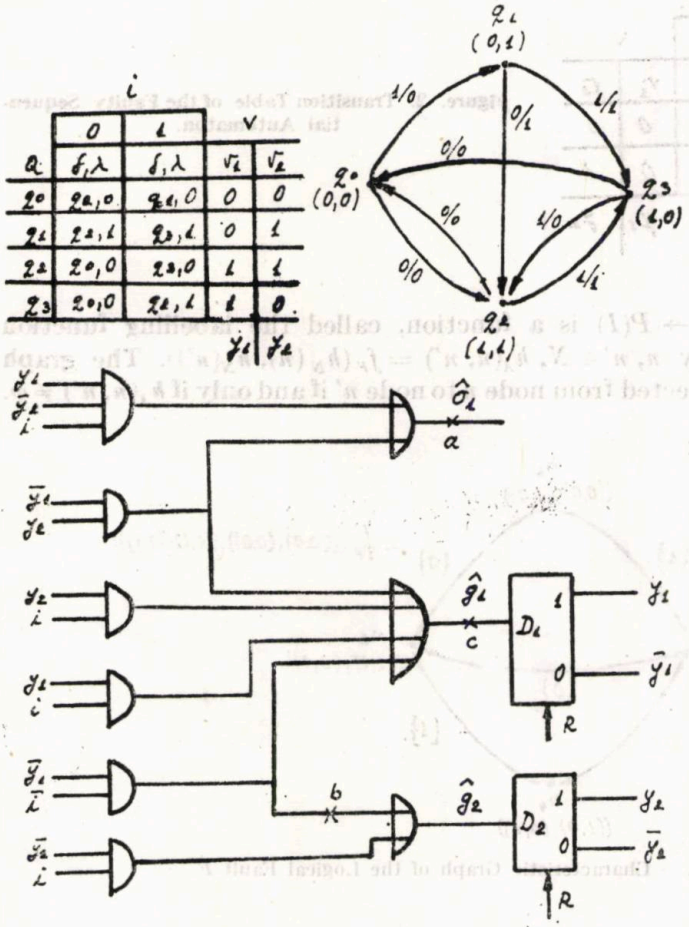


Figure 1. Sample Sequential Automaton.

Let us next consider the problem of detecting F by means of the ouputs of M. The transition table of the faulty automaton is given in Figure 2.

We have:

$$\mathfrak{R}_F = \{((0, 0), (0, 0)), ((1, 1), (0, 1)), ((0, 1), (0, 1)), ((1, 0), (0, 1))\}.$$

Let $\Gamma_F = (N, h_N, h_A)$ be the simple directed graph, called the characteristic graph of the logical fault F, defined as follows :

1) N is a set of nodes.

2) $h_N : N \to \mathscr{R}_F$ is a bijection, called the labelling function of the nodes.

	i			
	0	1	V	
a	δ, λ	δ, λ	v_1	v_2
q^0	$q_1, 0$	$q_1, 0$	0	0
q_1	$q_1, 1$	$q_1, 1$	0	1
			Y_1	Y_2

Figure. 2. Transition Table of the Faulty Sequential Automaton.

3) $h_A : N \times N \to P(I)$ is a function, called the labelling function of the arcs. For any $n, n' \in N$, $h_A(n, n') = f_F(h_N(n), h_N(n'))$. The graph Γ_F contains an arc directed from node n to node n' if and only if $h_A(n, n') \neq \varphi$.

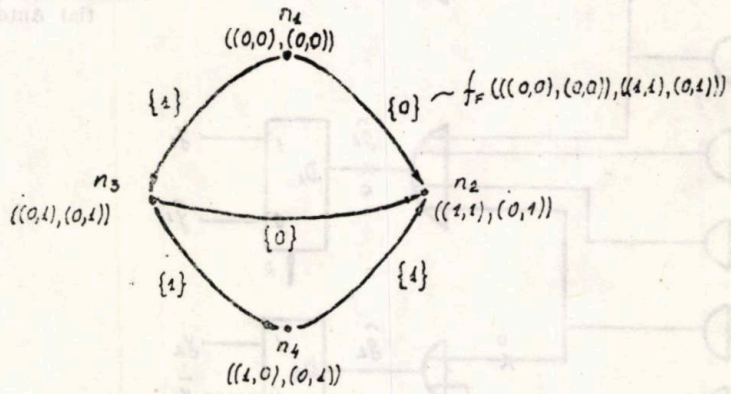


Figure 3. — Characteristic Graph of the Logical Fault F.

The graph Γ_F is given in Figure 3.

From the graph Γ it is easy to see that

$$R_F = \{((1, 1), (0,1), 0), ((1, 1), (0, 1), 1), ((1, 0), (0,1), 0))\}.$$

By theorem 1, since $R_F \neq \varphi$, $F \in \mathscr{F}_0$. Moreover, from Γ_F and by theorem 4, 00 and 01 are the shortest test sequences which detect F by means of the outputs of M, since $00 \to ((1, 1), (0, 1), 0)$ and $01 \to ((1, 1), (0, 1), 1)$,

Other test sequences in the set T_F^{01} are (see the characteristic graph Γ_F of Figure 3):

100 $(100 \rightarrow ((1, 1), (0, 1), 0))$

101 $(101 \rightarrow ((1, 1), (0, 1), 1))$

110 $(110 \rightarrow ((1, 0), (0, 1), 0))$, etc.

b) Let us now consider the singular logical fault F in the implementation of M specified by $F(a) = 0$. Since $u_0^F = (0, 0) = u_0 = V(q_0)$, $F \notin \mathcal{F}_{RRS}$.
By theorem 2 of [1], since $R_{FV} = \varphi$, $F \in \mathcal{F}_{RS} - \mathcal{F}_{RRS}$ and therefore $F \notin \mathcal{F}_{RS}$. We have:

$$R_{F0} = \{((0, 1), 0), ((0, 1), 1), ((1, 0), 1)\}$$

Since $R_{F0} \neq \varphi$, by theorem 3 of [1], $F \in \mathcal{F}_{NRS}$. From the transition graph of Figure 1a and by theorem 3 it is easy to see that 10 and 11 are the shortest test sequences which detect F by means of the outputs of M since $10 \rightarrow ((0, 1), 0)$ and $11 \rightarrow ((0, 1), 1)$. Other test sequences in the set T_F^0 are (see the transition graph of Figure 1a):

011 $(011 \rightarrow ((1, 0), 1))$

111 $(111 \rightarrow ((1, 0), 1))$, etc.

Conclusions

According to theorem 2 (3), if $F \in \mathcal{F}_{RS} - \mathcal{F}_{RRS}$ $(F \in \mathcal{F}_{NRS})$, in order to determine a test sequence which detects F by means of the state register of M (by means of the outputs of M) it is necessary and sufficient to find a path in the transition graph of M having $q_0 = V^{-1}(u_0)$ as starting node and which contains an arc with $V^{-1}(u)$ as source node and label i, where $(u, i) \in R_{FV}$ $((u, i) \in R_{F0})$. The label sequence of the arcs which form the path represents the test sequence in question. Consequently, the problem of finding the shortest test sequence is reduced to ths problem of finding the shortest such path.

On the other hand, if $F \in \mathcal{F}_{RS}$ and $F \in \mathcal{F}_0$, the problem of determining a test sequence which detects F by means of the outputs of M is solved, according to theorems 1 and 4, by a similar method except that the characteristic graph of the logical fault F, Γ_F, is used instead of the transition graph of M and that the set R_F is used instead of the set R_{FV}. Note however that in this case the method implies the additional effort of constructing the transition table of the faulty automaton and of computing the relation $\mathcal{R}_F$ and the function f_F.

REFERENCES

[1] *C. Zervos, I. Athanasiu*, Buletinul Institutului Politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej", București 42, nr. 4 p. 77, 1980

[2] *A. D. Friedman, P. R. Menon*, „Fault Detection in Digital Circuits", ch. 2, pag. 65—67, Prentice-Hall Inc., 1971 42, nr. 4, p. 77, 1980

Detectarea defectelor în circuitele logice secvențiale utilizînd registrul stărilor

Articolul prezintă metode pentru determinarea secvențelor optime de test pentru defecte logice în circuite logice secvențiale utilizînd registrul stărilor sau ieșirile circuitului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 1

C. Z.: 681.04/06

UNELE ASPECTE ALE PROIECTĂRII PRODUSELOR PROGRAM

Partea a II-a

FLORICA MOLDOVEANU

Sînt prezentate comparativ principalele metode de proiectare a produselor program; acestea sînt analizate din punct de vedere al criteriului urmărit în descompunerea problemei (tipul de abstractizare utilizat). De asemenea, sînt evidențiate cîteva metodologii de proiectare, insistîndu-se asupra metodelor de documentare pe care acestea le impun proiectanților. Sînt subliniate, în concluzii, unele aspecte deficitare ale metodelor și metodologiilor actuale de proiectare a produselor program.

Metodele actuale de proiectare pot fi comparate din punct de vedere al relațiilor de ordonare impuse procesului decizional de proiectare. Astfel, metodele de proiectare *„de sus în jos"* (engl: top down) și *„din afară spre interior"* (engl: outside in) aplică principiul abstractizării pentru descompunerea pe verticală a problemei, în scopul obținerii unei specificații de proiectare a programului ce modelează problema. Ele se deosebesc prin natura deciziilor care se iau la fiecare nivel de abstractizare. Astfel în proiectarea de sus în jos fiecare nivel corespunde unei părți din produsul program de proiectat. Uu exemplu este prezentat în figura 1.

În această metodă, fiecare nivel de abstractizare poate fi privit ca o mașină abstractă ale cărei operații sînt implementate ca programe abstracte ce se execută pe mașinile de nivel inferior. Un exemplu tipic de produs program realizat conform acestei metode este sistemul de operare „THE—Multiprogramming System" [1].

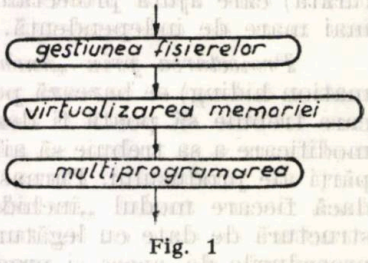


Fig. 1

În proiectarea „din afară spre interior", fiecare nivel reprezintă într-un grad specific de detaliu, funcțiile intenționate pentru produsul program; astfel, primul nivel va conține descrierea funcțiilor vizibile utilizatorului; următorul, subfuncțiile care vor realiza aceste funcții, ș.a.m.d. În această metodă, primele (2, 3, 4, ...) nivele ale diagramei de structură nu au corespondent fizic în produsul program.

Manuscris predat redacției la data de 14 martie 1980
* Șef lucrări ing., Catedra Calculatoare

Opuse metodelor „de sus în jos" și „din afară spre interior" sînt metodele *„de jos în sus"* (engl: down up) și *„din interior spre exterior"* (engl: inside out). Conform acestora, primele decizii de proiectare sînt orientate spre realizarea unor componente de bază ale produsului sau abstractizarea unor resurse fizice ale echipamentului suport pentru program; evident, aceste decizii trebuie să țină seama de aceea ce este necesar „în exterior", dar la rîndul lor influențează deciziile care se vor lua pe nivelele superioare, prin restrîngerea setului de alternative de considerat în continuare.

În procesul de proiectare se utilizează, în paralel, o metodă care dirijează descompunerea pe verticală a problemei, cu una care indică criteriul de descompunere pe orizontală. La fiecare nivel de abstractizare produsul program este reprezentat prin unul sau mai multe module (care pot avea sau nu corespondent fizic).

Modularizarea a fost aleasă inițial ca tehnică pentru producerea de programe complexe deoarece permite o bună organizare a personalului (a echipei de dezvoltare), prin asignarea de responsabilități concrete; în acest scop, *modulul*-unitatea de modularizare — a fost gîndit ca o unitate ce poate fi proiectată, implementată și testată separat, de o singură persoană. Dezvoltarea, în paralel, a modulelor unui produs program a permis astfel o eficientizare reală a activității de programare; totuși, practica a arătat că dacă produsul nu este *bine modularizat*, efectul modularizării este opus celui scontat.

Bine modularizat înseamnă, în general, astfel structurat încît conexiunile (cuplajele) dintre module să fie cît mai simple, iar coeziunea fiecărui modul cît mai puternică [9]; diferitele metode de modularizare se deosebesc prin criteriul urmărit la gruparea informațiilor în module. Astfel, în *proiectarea funcțională* fiecare modul realizează o funcție a programului; relația funcțională asigură o coeziune puternică între elementele fiecărui modul, dar poate conduce la cuplaje complexe între module datorită referințelor la date comune. De aceea, proiectarea funcțională este asociată, deobicei, cu alte reguli de proiectare (vezi proiectarea structurată) care ajută proiectantul în definirea unor module cu un grad cît mai mare de independență.

Proiectarea prin „închiderea" deciziilor de proiectare (engl: information hiding) se bazează pe ideea că modulul este o unitate de program care trebuie să poată fi dezvoltată independent; totodată, o eventuală modificare a sa trebuie să aibă cît mai puține consecințe asupra celorlalte părți ale produsului. Parnas [6] arată că aceste deziderate pot fi atinse dacă fiecare modul „închide" o decizie de proiectare, de exemplu: o structură de date cu legăturile sale interne va fi „închisă" împreună cu procedurile de acces și procedurile de modificare într-un singur modul; secvența de instrucțiuni utilizată pentru apelul unei rutine și rutina însăși, etc. A închide într-un modul înseamnă, în acest context, a fi sarcina aceluiași programator. Criteriul de grupare a informațiilor în module, sugerat de Parnas, este însoțit și de indicația ca fiecare modul să „arate" celorlalte module cît mai puțin despre operațiile sale interne; legat de aceasta este dată și o metodă de specificare a modulelor [7].

Proiectarea prin abstractizarea datelor este o metodă care a fost utilizată, intuitiv, în proiectarea unor sisteme de operare, ca tehnică pentru

gestiunea resurselor. Ea se bazează pe conceptul de *tip abstract*. Un tip este un grup de articole de date împreună cu un set specific de operatori (proceduri); aceştia sînt singurii operatori ce pot fi aplicaţi datelor. La un tip de date abstract sînt vizibile, din afara definiţiei tipului, numai numele tipului şi ale operatorilor. Programatorul care lucrează cu un tip de date abstract nu cunoaşte reprezentările interne ale articolelor de date utilizate. Tipurile de date abstracte au fost introduse în domeniul programării, în scopul uşurării verificării corectitudinii programelor (fiecare operator poate fi considerat ca o teoremă despre o construcţie de date; deoarece accesul la datele respective,sau modificarea lor, se realizează numai prin intermediul operatorului, rezultă că consistenţa datelor poate fi asigurată prin demonstrarea acelei teoreme, independent de restul programului). Utilizarea tipurilor de date abstracte permite integrarea proiectării cu implementarea. Astfel, pornind de la specificaţia problemei, şeful echipei de proiectare poate reprezenta problema folosind construcţiile (structuri de date generalizate) care se aplică cel mai bine algoritmului. Fiecare construcţie identificată va fi definită ca un tip abstract şi reprezentată într-un modul; specificaţia modulului va cuprinde (cel puţin) numele tipului, numele şi descrierea fiecărui operator.

În continuare, fiecare modul va putea fi detaliat independent (de către unul sau mai mulţi membri ai echipei de proiectare), folosind construcţii şi operatori de nivel din ce în ce mai scăzut, pînă ce toate construcţiile şi operatorii vor fi definiţi utilizînd articole de date elementare şi operatori din limbajul de implementare. Dacă proiectarea şi implementarea sînt realizate de echipe diferite, atunci este necesar să se stabilească forma de specificare a modulelor; în [4] sînt analizate mai multe metode de specificare a modulelor reprezentînd abstractizări de date.

Pînă aici au fost prezentate, pe scurt, principalele metode utilizate în procesul de proiectare a produselor program. *O metodologie de proiectare* cuprinde, alături de una sau mai multe metode de proiectare şi alte elemente, ca: metodă şi instrumente de documentare a proiectului, metodă de organizare a personalului, metodă de specificare a problemei, ajutoare automate în proiectare, metodă de verificare a proiectului, etc. Dintre acestea, strîns legată de metoda (metodele) de proiectare este metoda de specificare a rezultatului proiectării, denumită mai sus „metoda de documentare"; aceasta trebuie să poată fi aplicată pe întreaga perioadă a proiectării, să permită o reprezentare clară (neambiguă), completă şi testabilă a rezultatului proiectării produsului program.

Dintre metodele clasice de documentare a proiectelor de programare amintim: schemele logice (organigrame), diagrame de stare, grafuri, limbajul natural, tabele de decizie. Metode mai noi sînt: diagramele de structură, hărţile HIPO, pseudocodul. În cele ce urmează vor fi prezentate, pe scurt, cîteva metode de documentare, în conexiune cu metoda de proiectare folosită.

Proiectarea structurată este o metodologie de proiectare prin care se urmăreşte obţinerea unui produs program uşor de codificat, depanat, modificat. Sînt folosite, ca metode de proiectare, proiectarea funcţională şi proiectarea de sus în jos, iar ca metodă de documentare diagramele de structură. Alături de metodele amintite, în procesul de decompoziţie a problemei se urmăresc şi alte criterii ca: predictibilitatea comportării

modulelor, includerea domeniului de efect al fiecărei decizii în domeniul controlului modulului gazdă, comunicarea între module numai prin interfețe, ș.a. În privința relațiilor dintre informațiile grupate în același modul acestea pot fi de mai multe feluri (logice, temporale, de comunicare, ș.a.) fiind preferate cele de tip funcțional. Documentarea proiectului se realizează, la toate nivelele, prin diagrame de structură (figura 2); acestea reflectă conexiunile dintre module realizate prin transferul controlului și referințe la date. Alături de hărțile ce descriu structura modulară a pro-

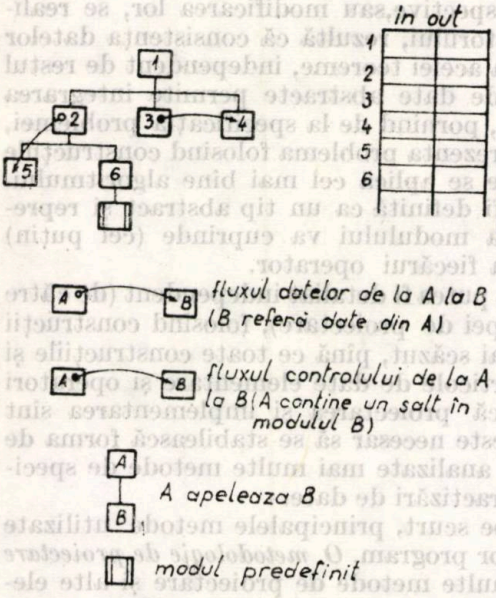
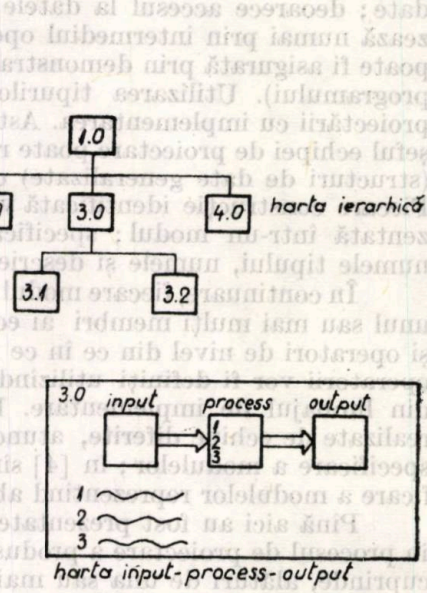


Fig. 2



Fip. 3

dusului, se specifică pentru fiecare modul: interfața sa (intrări, ieșiri) și funcția pe care o realizează, definită în limbaj natural.

Proiectarea ierarhică funcțională este o altă metodologie de proiectare, conform căreia procesul de proiectare este etapizat în:

— proiectarea de sistem (analiza de sistem);
— proiectarea program;
— proiectarea modulelor.

Prima etapă are drept scop obținerea unei reprezentări abstracte a produsului program, care oferă o singură vedere asupra acestuia, comună utilizatorului și proiectantului; aceasta este exprimată printr-o hartă ierarhică cu 2—3 nivele, fiecare bloc fiind definit în termeni funcționali și descris într-o hartă HIPO (figura 3). În această etapă se realizează divizarea problemei în jurul funcțiilor majore specificate de utilizator. Proiectarea program are drept scop derivarea structurii modulare a produsului program, prin detalierea graduală a reprezentării obținute în etapa anterioară; la sfîrșitul acestei etape se dispune de o hartă ierarhică completă și un ansamblu de hărți HIPO (cîte o hartă HIPO pentru fiecare bloc din harta ierarhică). Proiectarea modulelor corespunde activității de detaliere

a conținutului fiecărui modul, prin specificarea tuturor structurilor de date și a algoritmilor care urmează să fie utilizați în implementarea modulului; se utilizează, în acest scop, un limbaj de tip pseudocod.

Se poate remarca, că metodele de documentare prezentate pînă aici sînt adecvate proiectării funcționale.

Metoda de proiectare propusă de Parnas, „proiectarea prin închiderea (sau încapsularea) deciziilor de proiectare" este însoțită și de o metodă de specificare a modulelor; aceasta se bazează pe modelul mașinii abstracte. Deoarece metoda este folosită, în diferite variante, în cadrul unor metodologii de proiectare, este necesară o scurtă prezentare a sa. Astfel, un modul program este tratat ca un dispozitiv înzestrat cu un set de comutatoare de intrare și un set de indicatori de stare. Dispozitivul își conservă starea între două acționări consecutive.

Comutatoarelor de intrare le corespunde o clasă de proceduri sau funcții a căror activare are ca efect schimbarea stării modulului; aceste funcții se mai numesc și *operatori* („funcții 0"). Indicatorii de stare sînt reprezentați în modulul program printr-o clasă de funcții a căror execuție nu produce o modificare a stării curente a modulului; ele furnizează, ca rezultat al apelului, informații ce caracterizează starea modulului, de aceea se mai numesc *funcții valoare* „(funcții V"). Fiecare funcție este specificată prin : domeniul valorilor posibile, valoarea inițială, parametrii, efect. Secțiunea „efect" specifică condițiile în care vor fi apelate anumite rutine de tratare a erorilor; aceste condiții corespund posibilelor utilizări incorecte ale modulului, cazuri în care „răspunderea" pentru tratarea erorilor revine modulelor apelante. Din acest motiv, rutinele de tratare a erorilor de utilizare a unui modul nu sînt conținute în modulul respectiv, ci vor fi scrise de utilizatorii modulului.

Atunci cînd un modul este apelat incorect, efectul execuției sale este nul, exceptînd transferul controlului. Acest mod de tratare a erorilor este foarte eficace pentru comunicarea între module situate pe diferite nivele ale structurii ierarhice a programului. Pentru exemplificare, se prezintă mai jos specificarea unui modul, care „închide" toate informațiile relative la proiectarea unei stive :

Function PUSH (a)
possible values : none
integer : a
effect : call ERRI if $a > p_2$ Va < 0 V'DEPTH' $= p_1$
else [VAL = a; DEPTH = 'DEPTH' + 1;]
Function POP
possible values : none
p arameters : none
effect : call ERR2 if 'DEPTH' = 0
Function VAL
possible values : integer; initial value undefined
parameters : none
effect : error call if 'DEPTH' = 0
Function DEPTH
possible values : integer, initial value 0
parameters : none
effect : none

Observații

p_1 și p_2 sînt parametrii; p_1 reprezintă adîncimea maximă a stivei, iar p_2 spațiul maxim ocupat în stivă de un element.

Metoda de specificare a modulelor (Observație: nu poate fi considerată o metodă de documentare completă, deoarece nu permitere prezentarea structurii programului, ci numai specificarea la nivelul fiecărui modul) propusă de Parnas, satisface într-o anumită măsură, mai multe criterii de apreciere a metodelor de specificare a modulelor:

— minimalitatea — furnizează utilizatorului potențial toate informațiile necesare pentru a putea *utiliza* corect modulul și nimic altceva;

— comunicabilitatea — comunică corect implementatorului, intențiile proiectantului;

— formalismul — specificația este suficient de formală pentru a se putea verifica dacă este completă și consistentă;

— abstractizarea (independența față de implementare) — specificația fiecărui modul este suficient de abstractă, permițînd alegerea oricărei implementări, fără ca aceasta să afecteze utilizarea modulului.

Adăugăm, de asemenea, că această metodă de specificare a modulelor poate fi asociată cu metoda proiectării prin abstractizarea datelor; de exemplu, adăugînd la specificația stivei, un operator (funcție) pentru crearea de obiecte de tip stivă se obține un modul care abstractizează structura de stivă (conține definiția tipului abstract „stivă").

Concluzii

Un studiu atent al principalelor metode și metodologii de proiectare a produselor program, care în cadrul acestei lucrări au fost prezentate foarte pe scurt (cititorul este invitat să consulte bibliografia specificată), ne permite să facem unele aprecieri:

1) Deși este unanim recunoscut faptul că metodele de proiectare „de sus în jos" și „din afară spre interior" oferă, într-un grad mult mai înalt decît opusele lor garanția obținerii unui produs bine modularizat, totuși aplicarea lor strictă poate fi dăunătoare, afectînd în mod deosebit eficiența produsului;

2) În privința metodelor care orientează gruparea informațiilor în module (descompunerea pe orizontală), se remarcă cele două tendințe extreme de abstractizare: abstractizarea funcțională și abstractizarea datelor. Primul tip de abstractizare se obține prin etapizarea prelucrărilor ce modelează problema, analizînd fluxul controlului. Cel de-al doilea tip de abstractizare presupune identificarea obiectelor ce compun problema, apoi structurarea produsului program în jurul acestora. Metoda abstractizării datelor provine din domeniul sistemelor de operare, unde a fost folosită pentru gestiunea resurselor. Un exemplu în acest sens îl constituie „monitoarele" propuse de Hoare.

Mult mai atrăgătoare decît aplicarea strictă a uneia dintre aceste două metode de abstractizare pare a fi posibilitatea de a le folosi combinat,

într-o metodologie de proiectare; ca urmare, s-ar obține un produs program alcătuit din două tipuri de module: a) de abstractizare a datelor (fiecare modul conținînd definiția unui tip de date abstract) și b) de descriere a activităților (proceselor);

3) Metodele actuale de documentare a rezultatelor proiectării nu sînt satisfăcătoare; ele sînt deficitare fie sub aspectul descrierii structurii produsului, fie sub aspectul specificării modulelor. Rezultatul activității de proiectare trebuie să fie complet, consistent, testabil, ușor de înțeles și independent față de implementare. Este necesar să se acorde o atenție deosebită asigurării corectitudinii rezultatului proiectării atît față de specificația funcțională a problemei, cît și în privința performanțelor prevăzute pentru produs. Deasemenea, este de dorit ca reprezentările abstracte cu care se operează în etapa de proiectare să poată fi prelucrate automat; aceasta va permite utilizarea mai accentuată a calculatorului în proiectarea programelor;

4) Majoritatea metodelor și metodologiilor actuale de proiectare a programelor au la bază ideea decompoziției statice (structurale) a problemei; din această cauză se neglijează o caracteristică importantă a multor produse de programare, anume aceea de „sistem dirijat prin evenimente discrete". Este neglijat aspectul paralelismului activităților, atît în proiectarea de sistem cît și în proiectarea de detaliu. Etapa de proiectare arhitecturală trebuie să fie îmbogățită cu metode și instrumente de analiză dinamică a produsului, orientate mai ales spre asigurarea performanțelor de sistem.

Un domeniu de studiu actual este acela al optimizării procesului de proiectare a produselor program prin utilizarea calculatorului. Calculatorul este deja folosit în proiectare pentru diferite scopuri: documentarea proiectului, evidența părților proiectate în echipă, unele verificări de consistență, verificarea comunicării modulelor prin interfețe, ș.a. Se accentuează tot mai mult necesitatea de a folosi calculatorul ca „intermediar" între diversele categorii de oameni ce participă la dezvoltarea unui produs program: utilizatori → analiști; analiști → proiectanți; proiectanți → implementatori → utilizatori.

În acest sens, un sistem de proiectare asistată de calculator trebuie să fie conceput ca parte integrantă a unui sistem de dezvoltare asistată de calculator a produselor program.

BIBLIOGRAFIE

[1] *E, W. Dijkstra*, "The Structure of the THE Multiprogramming System", Com. of the ACM 11, 5 (mai 1968).

[2] *R. D. Hubbard*, "Language Extensibility and Program Design", Proc. 13-th Design Automation Conference, IEEE, 1976.

[3] *B. Liskov*, "A design methodology for Reliable Software Systems", Tutorial on Software Design Techniques.

[4] *B. Liskov, S. Zilles*, "Specification Techniques for Data Abstractions", IEEE Transsactions on Software Engineering, martie 1975.

[5] *H. D. Mills* and *F. T. Baker*, "Chief programmer teams", Datamation 19, no. 12, dec. 1973.

[6] *D. L. Parnas*, "On the Criteria to be Used in Decomposing Systems into modules", Com. of the ACM, dec. 1972.

[7] *D. L. Parnas*, — "A Technique for Software Module Specification with Examples", Com. of the ACM, mai 1972.
[8] *J. F. Stay*, "HIPO and Interactive Program Design", IBM System Journal, 1976
[9] *EW. P. Stevens, H. J. Myers, L. L. Constantine*, IBM System Journal, 13, nr. 2, 1974.
[10] *Van Leer, P.*, IBM Systems Journal 15, 2, (1976).

Some Aspects of Software Design

The main methods for software design are presented; those are analysed under the criterionfollowed in problem decompozition (the type of abstraction used). Also, there are highlighted some methodologies for software design, insisting on the documentation methods imposed to designers. The final conclusions emphasize some deficiencies of the actual methods and methodologies for software design.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ

apare trimestrial, în continuarea vechilor periodice ştiinţifice : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" şi «Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti».

Organizat pe baze noi, el reflectă în primul rînd activitatea ştiinţifică a corpului didactic din institut. În limita spaţiului disponibil, se pot publica şi lucrări ştiinţifice ale colaboratorilor din afara institutului.

Corespondenţa privind articolele, schimburile de publicaţii şi abonamentele se fac pe adresa institutului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
РАЗДЕЛ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Выходит четыре раза в год, являясь продолжением прежних научных периодических журналов, „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" и «Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti».

Составленный на новых основах, он отражает в первую очередь научную деятельность преподавательского состава Бухарестского политехнического института. В пределах возможностей будут опубликоваться и научно-исследовательские работы специалистов извне.

Переписка, обмен периодическими изданиями и подписка производятся по адресу института.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ELECTROTECHNICS SERIES

The Bulletin is issued quarterly, continuing the old scientific periodicals : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées" „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" and «Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti».

Organized on a new basis, it primarily reflects the scientific activity of the academic staff from Institute. Researchers from outside the institute can also publish their papers within the available space.

The correspondance regarding the articles, change of publications and subscriptions are sent to the following address.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SÉRIE ÉLECTROTECHNIQUE

parait tous les trois mois, continuant les anciens périodiques scientifiques : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" et «Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti».

Organisé sur de nouveaux principes il reflète tout d'abord l'activité scientifique du corps enseignant de l'Institut. Dans la limite de l'espace disponible on peut y publier aussi les travaux scientifiques des collaborateurs de l'extérieur.

L'adresse pour la correspondance concernant les articles, les échanges de publications et les abonnements est :

INSTITUTUL POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ROMÂNIA
Splaiul Independenţei nr. 313
Căsuţa Poştală nr. 2356
(pentru Buletinul Institutului)
Seria Electrotehnică

Lei 20

F 1130/2

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI

SERIA ELECTROTEHNICĂ

TOMUL XLIII NUMĂRUL 2 ANUL 1981
APRILIE — IUNIE

COMITETUL DE REDACȚIE

REDACTOR RESPONSABIL : Academician *Radu Voinea*

MEMBRII : Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* (redactor responsabil adjunct); Conf. dr. ing. *Cornel Berbente;* Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Buzdugan,* membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Cartianu,* membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; Prof. dr. ing. *Sergiu Călin* (secretar științific) : Prof. dr. docent ing. *Virgil Constantinescu* ; Prof. dr. ing. *Alexandru Dănescu* ; Prof. dr. ing. *Gleb Drăgan* ; Prof. dr. ing. *Octavian Floarea;* Prof. dr. ing, *Julieta Florea;* Prof. dr. ing. *Nicolae Geru* ; Prof. dr. ing. *Berthold Grünwald* ; Prof. dr. *Ion Grădișteanu* ; Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan* ; Prof. ing. *Jean Moncea* ; Academician *Ecaterina Ciorănescu Nenițescu* ; Prof. dr. docent ing. *Florea Oprea;* Prof. dr. ing. *Aurel Oprean* ; Prof. dr. ing. *Mircea Petrescu* ; Prof. dr. ing. *Ion Popescu* ; Conf. dr. ing. *Mircea Radeș;* Prof. dr. ing. *Marin Rădoi* ; Conf. dr. ing. *Sorin Roșca;* Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu* ; Prof. dr. *Octavian Stănășilă* ; Prof. dr. ing. *Voicu Tache;* Prof. dr. docent ing. *Ion Teoreanu* ; Prof. dr. docent ing. *Andrei Țugulea;* Prof. dr. ing. *Silvia Vacu;* Prof. dr. docent *Rodica Vtlcu.*

Editor: Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" București
Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10, România, Căsuța poștală 2356
TELEX : 14490 PIBUH

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper trough ILEXIM import-export press, 13 Decembrie St. Nr. 3, P.O.B. 2001, telex 011226, Bucharest ROMANIA

Sumar

MATEMATICĂ

M. Roşculeţ

Cercetări asupra seriilor trigonometrice. IX. Serie dublă Fourier asociată la o funcţie neintegrabilă 3

FIZICA

D. Iordache, Vl. Iancu, Gh. Lăzărescu, I. Pop, L. Iftode, C. Mocuţa

Probleme fizice în proiectarea cablurilor criogenice. I. Modele de similitudine ale tronsoanelor cablurilor criogenice 15

V. L. Fara, R. Grigorescu

Simulator solar utilizat la testarea colectorilor solari cu şi fără focalizare 25

ELECTROTEHNICA

Gabriela Spineanu

Determinarea inducţiei magnetice la suprafaţa indusului cuplajelor cu curenţi turbionari prin aplicarea metodei transformării conforme 33

CENTRALE ELECTRICE

C. Brătianu

Analiza cu elemente finite a curgerii Couette folosind interpolarea mixtă 41

AUTOMATICA

R. Dobrescu

Despre determinarea punctelor nodale pentru prelucrări de conturare cu comanda numerică 49

P. Stoica

Asupra semnalelor persistente vectoriale 59

CALCULATOARE

M. Petrescu

Partiţii consistente şi partiţii închise în sinteza automatelor secvenţiale 65

A. Petrescu

Micro-basic compiler 83

D. Golumbovici

Algoritm de asignare a stărilor la automatele realizate folosind memorii cu conţinut permanent 89

V. Dabija

Metodă de abordare a demonstrării automate de teoreme în calculul propoziţional 95

A. Hidar

Organizarea blocurilor şi analiza performanţelor unui sistem multimicroprocesor 101

Summary

MATHEMATICS

M. Roş culeţ

On the Trigonometric Series. II. Double Fourier Series Associated to a Non-Integrable Function 3

PHYSICS

D. Iordache, V. Iancu, Gh. Lăzărescu, I. Pop, L. Iftode, C. Mocuţa

Physical Problems in the Design of the Cryogenic Cables. I. Similarity Models of the Cryogenic Cable Segments 15

V. L. Fara, R. Grigorescu

Solar Simulator Used for Testing Focusing and Non-Focusing Solar Collectors . . 25

ELECTROTECHNICS

G. Spineanu

The Determination of the Magnetic Induction on the Surface of Eddy-Currents Couplings Armature by the Conform Transformation Method 33

POWER ENGINEERING

C. Brătianu

Finite Element Analysis of Couette Flow with Mixed Interpolation 41

AUTOMATIC CONTROL

R. Dobrescu

On the Determination of Principal Points for Contouring on Machine-Tools . 49

P. Stoica

On Multivariate, Persistently Exciting Signals 59

COMPUTER SCIENCE

M. Petrescu

Closed and Consistent Partitions in the Synthesis of Sequential Automata 65

A. Petrescu

Micro-Basic Compiler 83

D. Golumbovici

State Assignment Algorithm for the Realization of State Machines Using ROM's 89

V. Dabija

On an IF-THEN-ELSE Technique for Automated Theorem Proving in Propositional Calculus 95

A. Hidar

Hardware Organization and Performance Analysis of a Multiple-Microprocessor System 101

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

MATEMATICĂ

C. Z.: 517. 512

CERCETĂRI ASUPRA SERIILOR TRIGONOMETRICE IX. SERIE DUBLĂ FOURIER ASOCIATĂ LA O FUNCȚIE NEINTEGRABILĂ

MARCEL N. ROȘCULEȚ

Fie $f(x, y)$ o funcție definită pe $(-\pi, \pi) \times (-\pi, \pi) - \mathfrak{M}$ unde $\mathfrak{M}$ este omulțime de arie nulă, astfel încît funcția

$$\varphi(x, y) = P(x, y) f(x, y),$$

să fie integrabilă pe $(-\pi, \pi) \times (-\pi, \pi)$. Se definește seria Fourier asociată funcției $f(x, y)$, se calculează coeficienții. apoi se dă o teoremă de convergență în cazul cînd $P(x, y) \equiv xy$.

1. Fie $f(x,y)$ o funcție definită pe $I - \mathfrak{M}$ cu $I = (-\pi, \pi) \times (-\pi, \tau)$ iar $\mathfrak{M}$ o mulțime de arie nulă astfel încît funcția

$$\varphi(x, y) = P(x, y)\ f(x, y),\ (x, y) \in I - \mathfrak{M}$$

să fie integrabilă pe I cu $P(x, y)$ convenabil aleasă.

Dacă luăm pentu $\mathfrak{M}$ mulțimea formată de dreptele $x = 0$ și $y = 0$ atunci putem lua $P(x, y) \equiv xy$. În cele ce urmează vom presupune că

$$\varphi(x, y) = xyf(x, y), \quad (x, y) \in I - \mathfrak{M} \tag{1}$$

este integrabilă pe I. În această situație funcția

$$g(x, y) = \sin x \sin y f(x, y), \quad (x, y) \in I - \mathfrak{M} \tag{2}$$

este de asemenea integrabilă pe I. Dacă punem

$$g(x, y) = \sin x \sin y \left[\sum_0^\infty \sum_0^\infty (a_{mn} \cos mx \cos ny + \right. \tag{3}$$

$$\left. + b_{mn} \sin mx \sin ny + c_{mn} \cos mx \sin ny + d_{mn} \sin mx \cos ny) \right] =$$

$$= \sum_0^\infty \sum_0^\infty (\alpha_{mn} \cos mx \cos ny + \beta_{mn} \sin mx \sin ny +$$

$$+ \gamma_{mn} \cos mx \sin ny + \delta_{mn} \sin mx \cos ny]$$

Manuscris predat redacției la data de 20 decembrie 1980
* Prof. dr. Catedra Matematici III

unde

$$\alpha_{00} = \frac{4}{\pi^2} \iint_I g(u, v)\, du\, dv,$$

$$\alpha_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \iint_I g(u, v) \cos mu \cos nv\, du\, dv,$$

$$\beta_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \iint_I g(u, v) \sin mu \sin nv\, du\, dv, \tag{4}$$

$$\gamma_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \iint_I g(u, v) \cos mu \sin nv\, du\, dv,$$

$$\delta_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \iint_I g(u, v) \sin mu \cos nv\, du\, dv,$$

iar α_{0n}, α_{m0}, γ_{0n}, δ_{m0} se obţin din (4) în acelaşi mod după ce am înmulţit în partea a doua cu numărul 2.

Definiţie. Seria

$$\sum_0^\infty \sum_0^\infty [a_{mn} \cos mx \cos ny + b_{mn} \sin mx \sin ny + \tag{5}$$

$$+ c_{mn} \cos mx \sin ny + d_{mn} \sin mx \cos ny],$$

ai cărei coeficienţi sînt determinaţi de egalitatea (3) se numeşte seria Fourier asociată funcţiei neintegrabile $f(x, y)$.

Identificînd în (3) obţinem

$$4\alpha_{mn} = b_{m+1,n+1} - b_{m+1,n-1} - b_{m-1,n+1} + b_{m-1,n-1},$$

$$4\beta_{mn} = a_{m-1,n-1} - a_{m-1,n+1} - a_{m+1,n-1} + a_{m+1,n+1}$$

$$4\gamma_{mn} = d_{m+1,n-1} - d_{m+1,n+1} - d_{m-1,n-1} + d_{m-1,n+1}, \tag{6}$$

$$4\delta_{mn} = c_{m-1,n+1} - c_{m-1,n-1} - c_{m+1,n+1} + c_{m+1,n-1},$$

cu soluția

$$\frac{1}{4}b_{mn} = \alpha_{m-1,n-1} + \alpha_{m-1,n-3} + \ldots + \left.\begin{matrix}\alpha_{m-1,1}\\ \alpha_{m-1,0}\end{matrix}\right\}\begin{matrix}n, \text{ par}\\ n \text{ impar},\end{matrix} +$$

$$+ \alpha_{m-3,n-1} + \alpha_{m-3,n-3} + \ldots + \left.\begin{matrix}\alpha_{m-3,1}\\ \alpha_{m-3,0}\end{matrix}\right\}\begin{matrix}n \text{ par},\\ n \text{ impar},\end{matrix} +$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$+ \begin{cases} + \alpha_{1,n-1} + \alpha_{1,n-3} + \ldots + \left.\begin{matrix}\alpha_{11}\\ \alpha_{10}\end{matrix}\right\}\begin{matrix}m \text{ par}, & n \text{ par},\\ m \text{ par}, & n \text{ impar},\end{matrix} \\ + \alpha_{0,n-1} + \alpha_{0,n-3} + \ldots + \left.\begin{matrix}\alpha_{10}\\ \alpha_{00}\end{matrix}\right\}\begin{matrix}m \text{ impar}, & n \text{ par},\\ m \text{ impar}, & n \text{ impar};\end{matrix} \end{cases}$$

$$a_{mn} = 4(\beta_{m-1,n-1} + \beta_{m-1,n-3} + \ldots + \left.\begin{matrix}\beta_{m-1,1}\\ \beta_{m-1,2}\end{matrix}\right\}\begin{matrix}n \text{ par},\\ n \text{ impar}\end{matrix} +$$

$$+ 4(\beta_{m-3,n-1} + \beta_{m-3,n-3} + \ldots + \left.\begin{matrix}\beta_{m-3,1}\\ \beta_{m-3,2}\end{matrix}\right\}\begin{matrix}n \text{ par},\\ n \text{ impar},\end{matrix} +$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$+ \begin{cases} 4(\beta_{1,n-1} + \beta_{1,n-3} + \ldots + \beta_{11}) + a_{m0} + a_{0n} - a_{00} & \left.\begin{matrix}m \text{ par}, & n \text{ par},\\ m \text{ impar}, & n \text{ par},\end{matrix}\right. \\ 4(\beta_{2,n-1} + \beta_{2,n-3} + \ldots + \beta_{21}) + a_{m0} & \end{cases}$$

$$+ \begin{cases} 4(\beta_{1,n-1} + \beta_{1,n-3} + \ldots + \beta_{12}) + a_{n0} & \left.\begin{matrix}m \text{ par}, & n \text{ impar},\\ m \text{ par}, & n \text{ impar},\end{matrix}\right. \\ 4(\beta_{2,n-1} + \beta_{2,n-3} + \ldots + \beta_{21}) & \end{cases}$$

$$c_{mn} = -4(\delta_{m-1,n-1} + \delta_{m-1,n-3} + \ldots + \left.\begin{matrix}\delta_{m-1,1}\\ \delta_{m-1,0}\end{matrix}\right\}\begin{matrix}n \text{ par},\\ n \text{ impar},\end{matrix} +$$

$$-4(\delta_{m-3,n-1} + \delta_{m-3,n-3} + \ldots + \delta \left.\begin{matrix}\delta_{m-3,1}\\ \delta_{m-3,0}\end{matrix}\right\}\begin{matrix}n \text{ par},\\ n \text{ impar},\end{matrix} +$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$+ \begin{cases} -(\delta_{1,n-1} + \delta_{1,n-3} + \ldots + \delta_{11}) + c_{0n} & \left.\begin{matrix}uu \text{ par}, & n \text{ impar},\\ m \text{ impar}, & n \text{ par},\end{matrix}\right. \\ -4(\delta_{2,n-1} + \delta_{2,n-3} + \ldots + \delta_{21}) & \end{cases} +$$

$$+ \begin{cases} -4(\delta_{1,n-1} + \delta_{1,n-3} + \ldots + \delta_{10}) + c_{0n} & \left.\begin{matrix}m \text{ par}, & n \text{ impar},\\ m \text{ impar}, & n \text{ impar}\end{matrix}\right. \\ -4(\delta_{2,n-1} + \delta_{2,n-3} + \ldots + \delta_{20}) & \end{cases}$$

şi

$$d_{mn} = -4(\gamma_{m-1,n-1} + \gamma_{m-1,n-3} + \ldots + \gamma \begin{matrix} \gamma_{m-1,1} \\ \gamma_{m-1,2} \end{matrix} \Big\} \begin{matrix} n \text{ par}, \\ n \text{ impar}, \end{matrix} +$$

$$-4(\gamma_{m-3,n-1} + \gamma_{m-3,n-3} + \ldots + \begin{matrix} \gamma_{m-3,1} \\ \gamma_{m-3,2} \end{matrix} \Big\} \begin{matrix} n \text{ par}, \\ n \text{ impar}, \end{matrix} +$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$+ \begin{cases} -4(\gamma_{1,n-1} + \gamma_{1,n-3} + \ldots + \gamma_{11}) + d_{m0} \Big\} m \text{ par}, n \text{ par}, \\ -4(\gamma_{0,n-1} + \gamma_{0,n-3} + \ldots + \gamma_{0i}) + d_{m0} \Big\} m \text{ impar}, n \text{ par}, \\ -4(\gamma_{1,n-1} + \gamma_{1,n-3} + \ldots + \gamma_{10}) \Big\} m \text{ par}, n \text{ impar}, \\ -4(\gamma_{0,n-1} + \gamma_{0,n-3} + \ldots + \gamma_{20}) \Big\} m \text{ impar}, n \text{ impar}. \end{cases}$$

Însumînd în formulele obţinute mai sus obţinem forma integrală a coeficienţilor seriei Fourier asociate funcţiei neintegrabile $f(x, y)$, anume

$$A_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \iint_I f(u, v) A^{**}_{mn}(u, v)\ du\ dv + A^{*}_{mn},$$

$$b_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \iint_I f(u, v) \sin mu \sin nv\ du\ dv,$$

$$(7) \qquad C_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \iint_I f(u, v) C^{**}_{mn}(u, v) du\ dv + C^{*}_{mn},$$

$$D_{mn} = \frac{1}{\pi^2} \iint_I f(u, v) D^{**}_{mn}(u, v) du\ dv + D^{*}_{mn},$$

unde am notat

$$(8)\ A_{mn} = \begin{vmatrix} a_{2m,2n} \\ a_{2m+1,2n} \\ a_{2m,2n+1} \\ a_{2m+1,2n+1} \end{vmatrix}, A^{**}_{mn}(u, v) = \begin{bmatrix} (\cos 2mu - 1)(\cos 2nv - 1) \\ (\cos(2m+1)u - \cos u)(\cos 2nv - 1) \\ (\cos 2mu - 1)(\cos(2n+1)v - \cos v) \\ (\cos(2m+1)u - \cos u)(\cos(2n+1)v - \cos v) \end{bmatrix},$$

$$(8')\ C_{mn} = \begin{vmatrix} c_{2m,2n} \\ c_{2m+1,2n} \\ c_{2m,2n+1} \\ c_{2m+1,2n+1} \end{vmatrix}, C^{**}_{mn}(u, v) = \begin{bmatrix} (\cos 2mu - 1)\sin 3nv \\ (\cos(2m+1)u - \cos u)(\sin 2nv) \\ (\cos 2mu - 1)\sin(2n+1)v \\ (\cos(2m+1)u - \cos u)\sin(2n+1)v \end{bmatrix}$$

şi

$$(8'')\quad D_{mn} = \begin{bmatrix} d_{2m,2n} \\ d_{2m+1,2n} \\ d_{2m,2n+1} \\ d_{2m+1,2n+1} \end{bmatrix},\quad D_{mn}(u,v) = \begin{bmatrix} \sin 2mu(\cos 2nv - 1) \\ \sin(2m+1)u(\cos 2nv - 1) \\ \sin 2mu(\cos(2n+1)v - \cos v) \\ \sin(2m+1)u(\cos(2n+1)v - \cos v) \end{bmatrix};$$

şi

$$(9)\quad A^*_{mn} = \begin{bmatrix} a_{2m,0} + a_{0,2n} - a_{00} \\ a_{2m+1,0} \\ a_{0,2n+1} \\ 0 \end{bmatrix},\quad C^*_{mn} = \begin{bmatrix} c_{0,2n} \\ 0 \\ c_{0,2n+1} \\ 0 \end{bmatrix},\quad D^*_{mn} = \begin{bmatrix} d_{2m,0} \\ d_{2m+1,0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

Am demonstrat următoarea

Teoremă. Fie $f(x, y)$ o funcţie definită pe $I = (-\pi, \pi) \times (-\pi, \pi)$ în afara unei mulţimi $\mathfrak{M}$ de arie nulă $\mathfrak{M} \subset I$, astfel ca funcţia

$$(10)\qquad xyf(x, y),\quad (x,y) \in I - \mathfrak{M}$$

să fie integrabilă pe I. Seria dublă Fourier asociată funcţiei $f(x, y)$ es dată de

$$(11)\qquad S_0(x, y) + \lambda S_1(x)S_1(y) + S_1(x)S_2(y) + S_1(y)S_2^*(x),$$

Unde $S_0(x, y)$ este seria definită de (5) cu coeficienţii daţi de (7) + (8) (8′) + (8″) şi $A^*_{mn} = 0$, $C^*_{mn} = 0$, $D^*_{mn} = 0$, iar

$$S_1(x) = 1 + \cos 2x + \cos 4x + \ldots + \cos 2nx + \ldots,$$

$$S_1(y) = 1 + \cos 2y + \cos 4y + \ldots + \cos 2ny + \ldots,$$

$$(12)\qquad S_2(y) = a_{00} + \sum_1^\infty (a_{0k}\cos ky + c_{0k}\sin ky),$$

$$S_2^*(x) = a_{00} + \sum_1^\infty (a_{k0}\cos kx + d_{k0}\sin kx),$$

şi $\lambda = -a_{00}$, a_{0k}, a_{k0}, c_{0k}, d_{k0} fiind parametrii reali arbitrari.

2. Deoarece ne interesează sumabilitatea seriei (5) cu coeficienţii determinaţi mai sus, să calculăm sumele s_{mn} şi σ_{mn}, unde s_{mn} reprezintă suma polinomului trigonometric extras din (5) cu m şi n ficşi, iar

$$\sigma_{mn} = \sum_{p=0}^{m}\sum_{q=0}^{n} s_{pq}.$$

Avem

$$s_{mn}(x, y) = \frac{1}{\pi^2}\iint_I f(u, v)P_{mn}(u, v\,;\ x,\ y)\ du\ dv,$$

unde, după cum m şi n sînt pari sau impari P_{mn} are expresia

$$P_{2m,2n}(u, v\,;\ x, vy) = \frac{1}{4}\left[\frac{\sin(2m+1)(u-x)}{\sin(u-x)} + \frac{\sin 2m(u-x)}{\sin(u-x)} - \right.$$

$$\left. - \frac{\sin(2m+1)x}{\sin x} - \frac{\sin 2mx}{\sin x}\cos u\right] \times \left[\frac{\sin(2n+1)(v-y)}{\sin(v-y)} + \right.$$

$$\left. + \frac{\sin 2n(v-y)}{\sin(v-y)} - \frac{\sin(2n+1)y}{\sin y} - \frac{\sin 2ny}{\sin y}\cos v\right],$$

sau

$$P_{2m+1,1n}(u, v\,;\ x, y) = \frac{1}{4}\left[\frac{\sin(2m+2)(u-x)}{\sin(u-x)} + \frac{\sin(2m+1)(u-x)}{\sin(u-x)} - \right.$$

$$\left. - \frac{\sin(2m+1)}{\sin x} - \frac{\sin(2m+2)x}{\sin x}\cos u\right] \times \left[\frac{\sin(2n+1)(v-y)}{\sin(v-y)} + \right.$$

$$\left. + \frac{\sin 2n(v-y)}{\sin(v-y)} - \frac{\sin(2n+1)y}{\sin y} - \frac{\sin 2ny}{\sin y}\cos v\right], \text{ etc. ;}$$

avem şi

$$\sigma_{mn}(x, y) = \frac{1}{\pi^2}\iint_I f(u, v)P^*_{mn}(u, v\,;\ x, y)\ du\ dv,$$

cu

$$P^*_{2m,2n}(u, v\,;\ x, y) = \frac{1}{4}\left[\frac{\sin^2\dfrac{2m+1}{2}(u-x)}{\sin^2\dfrac{u-x}{2}} - 2\frac{\cos u}{\sin^2 x}\cdot\right.$$

$$\left.\cdot\sin(m+1)x\cdot\sin mx - \frac{\sin^2(m+1)x}{\sin^2 x} - \frac{\sin^2 mx}{\sin^2 x}\right] \times$$

$$\times \left[\frac{\sin^2 \frac{2n+1}{2}(v-y)}{\sin^2 \frac{v-y}{2}} - \frac{\cos v}{\sin^2 y} \sin \frac{2n+1}{2} y \sin ny - \right.$$

$$\left. - \frac{\sin^2 (n+1)y}{\sin^2 y} - \frac{\sin^2 ny}{\sin^2 y} \right];$$

pentru m, n nu ambii pari se obţin rezultate analoage.

3. Ne propunem să arătăm

$$\lim_{\substack{m \to \infty \\ n \to \infty}} \frac{1}{4(m+1)(n+1)} \sigma_{2m,2n}(x, y) = f(x, y) \tag{13}$$

dacă $(x, y) \in I$ este un punct de continuitate al funcţiei f.

Să presupunem că există $\alpha < 2$, $\beta < 2$ astfel încît funcţia $x^\alpha y^\beta f(x, y)$ este mărginită pe $[-\pi, \pi] \times [-\pi, \pi]$.

Fie $\xi > 0$, $\eta > 0$, astfel încît $x - \xi \neq 0$, $y - \eta \neq 0$, $x - \xi > -\pi$, $x + \xi < \pi$, $y - \eta > -\pi$, $y + \eta < \pi$. Dacă notăm

$$K = [x - \xi, x + \xi] \times [y - \eta, y + \eta],$$

$$K_1 = (-\pi, \pi) \times (y + \eta, \pi),$$

$$K_2 = (-\pi, \pi) \times (\pi, y - \eta),$$

$$K_3 = -(\pi, x - \xi) \times (y - \eta, y + \eta),$$

$$K_4 = (x + \xi, \pi) \times (y - \eta, \eta + \eta),$$

atunci

$$I = K \cup \bigcup_{i=1}^{4} K_i \cup K'$$

unde K' este o mulţime formată din segmente de drepte paralele cu axele de coordonate deci de arie nulă.

a) Fie $\psi(u,v)$ o funcţie definită pe I în modul următor

$$\psi(u, v) = \begin{cases} f(u, v), & (u, v) \in K, \\ 0, & (u, v) \in I - K, \end{cases}$$

$\psi(u, v)$ este aşadar continuă în punctul (x, x) integrabilă pe I deci avem

$$\lim_{m\to\infty} \frac{1}{4\pi(m+1)} \int_{x-\xi}^{x+\xi} \frac{\sin^2 \frac{2m+1}{2}(u-x)}{\sin^2 \frac{u-x}{2}} \psi(u, v)\, du = \psi(x, v)$$

şi

$$\lim_{n\to\infty} \frac{1}{4(n+1)} \int_{y-\eta}^{y+\eta} \frac{\sin^2 \frac{2n+1}{2}(v-y)}{\sin^2 \frac{v-y}{2}} \psi(x, v)dv = \psi(x, y)$$

şi pentru că $\psi(u, v) = f(u, v)$, $(u, v) \in F$, rezultă că $\psi(x, y) = f(x, y)$, prin urmare

$$\lim_{\substack{m\to\infty \\ n\to\infty}} \frac{1}{16\pi^2(m+1)(n+1)} \iint_K \frac{\sin^2 \frac{2m+1}{2}(u-x)}{\sin^2 \frac{u-x}{2}} \cdot \frac{\sin^2 \frac{2n+1}{2}(v-y)}{\sin^2 \frac{v-y}{2}} f(u, v)du\, dv = \psi(x, y) \tag{14}$$

urmează că, dacă arătăm că în (13), în procesul de trecere la limită, toţi termenii tind către zero, cu excepţia celui conţinut în (14), relaţia (13) va fi demonstrată.

b) Să ne ocupăm de integrala dublă pe domeniul K_1. Să presupunem $y + \eta < 0$, $x + \xi < 0$. În această situaţie în integrala dublă

$$\int_{-\pi}^{x-\xi} \int_{y+\eta}^{\pi}$$

$f(u, v)$ devine nemărginit numai pe $[y + \eta, \pi]$. În vecinătatea lui $v = 0$ avem

(15) $$P^{*}_{2m,2n}(u,\ v\,;\ x,\ y)f(u,\ v) = A(u,\ x)\cdot B(v,\ y)\cdot f(u,\ v),$$

unde $A(u,\ x)$ este mărginit și

$$B(v,\ y) = \frac{\sin^2\frac{2n+1}{2}(v-y)}{\sin^2\frac{v-y}{2}} - 2\frac{\cos v}{\sin^2 y}\sin(n+1)y\sin ny -$$

$$-\frac{\sin^2(n+1)y}{\sin^2 y}\cdot\frac{\sin^2 ny}{\sin^2 y} = \frac{\sin^2\frac{2n+1}{2}v\cos^2\frac{2n+1}{2}y}{\sin^2\frac{v-y}{2}} -$$

$$-2\frac{\sin\frac{2n+1}{2}v\sin\frac{2n+1}{2}y\cos\frac{2n+1}{2}v\cos\frac{2n+1}{2}y}{\sin^2\frac{v-y}{2}} +$$

$$+\frac{\sin^2\frac{2n+1}{2}y\cos^2\frac{2n+1}{2}v}{\sin^2\frac{v-y}{2}} - 2\frac{\cos v}{\sin^2 y}\sin(n+1)y\sin ny -$$

$$-\frac{\sin^2(n+1)y + \sin^2 ny}{\sin^2 y} = \sum_{i=1}^{5} B_j(v,\ y).$$

Să arătăm că

$$\int_{y+\eta}^{\pi} B(v,\ y)f(u,\ v)\,dv$$

admite o majorantă de forma $Mn^{\beta-1}$. În adevăr această integrală se poate scrie ca o sumă de integrale de forma

(18) $$\int_{0}^{\gamma} \frac{\sin^2\frac{2n+1}{2}v}{\sin^2\frac{v-y}{2}} f(u,\ v)\,dv,$$

$$(18') \qquad \int_0^{\gamma} \frac{\sin \frac{2n+1}{2} v}{\sin^2 \frac{v-y}{2}} f(u, v)\, dv,$$

şi

$$(18'') \qquad \int_0^{\gamma} v f(u, v)\, dv.$$

În [3]* am arătat că integralele (18) şi (18') admit majorante de forma

$$M \cdot \left(\frac{2n+1}{2} \right)^{\beta-1}$$

iar integrala (18'') este mărginită deoarece $vf(u, v)$ este integrabilă pe $(-\pi, \pi)$. Cu aceste rezultate urmează că

$$\lim_{\substack{m \to \infty \\ n \to \infty}} \frac{1}{4(m+1)(n+1)} \int_{-\pi}^{x-\xi} \int_{y+\eta}^{\pi} = 0$$

deoarece $\beta < 2$.

b') Integrala dublă

$$\int_{x+\xi}^{\pi} \int_{y+\eta}^{\pi}$$

are aceeaşi comportare atît în raport cu u cît şi în raport cu v deci admite o majorantă de forma

$$M \cdot \left(\frac{2m+1}{2} \right)^{\alpha-1} \cdot \left(\frac{2n+1}{2} \right)^{\beta-1}$$

prin urmare şi în acest caz, pentru că $\alpha < 2$, $\beta < 2$,

$$\lim_{\substack{m \to \infty \\ n \to \infty}} \frac{1}{4(m+1)(n+1)} \int_{x+\xi}^{\pi} \int_{y+\eta}^{\pi} = 0.$$

* pag. 1264.

b'') În integrala dublă

$$\int_{x-\xi}^{x+\xi}\int_{y+\eta}^{\pi}$$

să schimbăm ordinea de integrare. Conform rezultatului obținut la (a) avem

$$\lim_{m\to\infty}\frac{1}{4\pi(m+1)}\int_{x-\xi}^{x+\xi} = f(x,\ v);$$

dacă considerăm acum integrala

$$\int_{y+\eta}^{\pi} f(x, v)B(v,\ y)\,dv$$

sîntem în cazul discutat la (b) deci integrala admite majorantă de forma

$$M\cdot\left(\frac{2n+1}{2}\right)^{\beta-1}$$

de unde rezultă că

$$\lim_{\substack{m\to\infty\\ n\to\infty}}\frac{1}{4(m+1)(n+1)}\int_{x-\xi}^{x+\xi}\int_{y+\eta}^{\pi} = 0.$$

În concluzie integrala pe K_1 are limita zero. Este evident că raționamentul este analog pentru celelalte subintervale și că rezultatul este același. Dacă m și n nu sînt simultan pari sau sînt ambii impari, rezultatul este același.

Am demonstrat următoarea

Teoremă. Fie $f(x, y)$ o funcție definită pe $I = (-\pi, \pi) \times (-\pi \times \times \pi)$, în afara unei mulțimi $\mathfrak{M}$ de arie nulă astfel că funcția

$$xy\cdot g(x.\ y),\ x(,\ y)\in I - \mathfrak{M}$$

să fie integrabilă pe I. Seria dublă Fourier $S_0(x, y)$ asociată funcției $f(x, y)$ dată de (11), în orice punct de continuitate al lui $f(x, x)$ este sumabilă (C, 1, 1) către valoarea lui $f(x, y)$.

BIBLIOGRAFIE

[1] *A. Zygmund*, Trigonometric series, vol. II. Cambridge University-Press, 1959.
[2] *Marcel N. Roşculeţ*, Rev. Roum. Math. Pures et Appl., tome X, no. 5. p, 591—606
[3] *Marcel N. Roşculeţ*, Studii şi Cercet, Mat. tom. 18, nr. 9, p. 1259—1279, Bucureşti, 1966.
[4] *Mariana Craiu, Marcel Roşculeţ*, Studii şi Cercet. Mat. tom. 20. nr. 2, p. 173—187, Bucureşti, 1968.

Recherches sur les séries trigonométriques. IX. Série double Fourier attachée à une fonction nonintégrable

Soit $f(x, y)$ une fonction définie sur $(-\pi, \pi) \times (-\pi, \pi) - \mathfrak{M}$ ou $\mathfrak{M}$ est un ensemble de mesure nulle, telle que la fonction

$$Q(x, y) = P(x, y)f(x, y)$$

soit intégrable sur $(-\pi, \pi) \times (-\pi, \pi)$. On définie la série de Fourier attachée à la fonction $f(x, y)$, on détermine les coéfficients et on donne un théorème de convergence dans le cas $P(x, y) \equiv xy$.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

FIZICĂ

C. Z.: 621. 315. 2

PHYSICAL PROBLEMS IN THE DESIGN OF THE CRYOGENIC CABLES
I. SIMILARITY MODELS OF THE CRYOGENIC CABLE SEGMENTS

D. IORDACHE, VL. IANCU, GH. LĂZĂRESCU, I. POP, L. IFTODE, C. MOCUȚA

The present paper points out the necessity of testing the similarity models of the cryogenic cables (considered as a convenient alternative to convey the electric power at distances), instead of the cables themselves. The main similarity criteria and equations which allow the design of similarity models of the cryogenic cables are indicated. The results of some preliminary experiments, and the main calculated characteristics for some similarity models with convenient parameters, are also reported.

Introduction

The present power requirements raise in the near future, as a possible way to convey the electric power at distances, the solution of the cryogenic cables problem. The outstanding importance of this problem has led to investigations worked out by a great number of researchers, who have elaborated different design formalisms. The logical schemes of these formalisms result from the reported papers [1]. A careful study of these schemes points out some specific deficiencies.

For instance, no complete analysis of the different semiempirical relations involved in the estimation of the hydraulic resistance of the cryogenic fluids in different flowing conditions has been published up to now, though this is necessary both for the calculation of the pressure drop and for the estimation of the viscous friction heat. The extant relations [2] are not compared, and the obtained experimental data concerning the flow of the cryogenic fluids [3], does not cover the area involved in the design of the cryogenic cables.

A higher attention has been granted to the semiempirical relations concerning the convective heat exchange. For instance, J. A. Clark [4a] investigates different formulae, valid for liquid helium and hydrogen, and P. Perroud, J. Rebière and L. Weil [4b] report a set of experimental

Manuscript received 4 February 1981
* Conf. Ph. D.; Assist.; Lect. Ph. D., Physics Department of the Polytechnic Institute of Bucharest; Scientific researcher, Res. Inst. Electrotechn. Ind., Bucharest; Student; Student.

results on liquid nitrogen. However, considering the great number of extant relations (see [2f]), even this analysis is incomplete.

The reported works incidentally mention the temperature dependence of the conductor resistivity [5], without analysing the influence of this dependence on the thermal processes from the cables, and one entirely neglects the dependence of the resistivity on the magnetic field of the own current, and on the skin effect.

Though the physics of the irreversible processes [6] gives the basic elements for the determination of the thermal state evolution, the integration of the thermal state equations is often very involved, and methods have to be elaborated, which ensure the desired accuracy of the estimates, with a limited volume of calculations. The study of the reported works points out the absence of a critical analysis of the accepted approximations. For instance, Deschamps et al. [1], [7] obtain too optimistic estimates, because they investigate separately each contribution to the heat balance and neglect their interdependence. Nagano et al. [8] report very interesting experimental results,but investigate them in the same way. Edney, Fox and Gilbert [9] propose a method in order to calculate the longitudinal temperature distribution, but their approximations are not selfconsistent.

Finally we did not find in the cryogenic references any investigation (not even basic ones) about working out similarity models, though this problem is extremely important for the experimental studies of the cryogenic cables.

The papers of the present series will investigate these physical problems, in order to partially eliminate the deficiencies mentioned before. Taking into account the present investigations from our country concerning the construction of laboratory models and experimental segments of cryoresistive cables, we will concentrate our attention on the problems which are specific to these cables.

1. Similarity models; their necessity and possibilities to use the obtained results

Considering the complexity of the problems involved in the design of the cyrogenic cables, the search of an optimal solution by direct testing of such cables — implying considerable consumptions of special materials, as well as the use of large powers — is clearly inconvenient. However, as the validity domains of physical laws are determined by the intervals of the similarity criteria values, and not by the dimensional physical parameters [10], the same experiments can be performed on models with conveniently selected physical (geometrical, hydraulic, electrical) parameters. As long as the values of the irreducible similarity criteria — whose number* is equal with the difference between the number of the univocity parameters and the number of the active fundamental quantities of the problem — are the same for the prototype and its similarity models, the states and/or processes of the cable prototype and the

* According to the π (Buckingham) theorem.

cable model are similar. Starting from the definition of the similar states (processes) [10], for any physical parameters P, with the dimension given by the expression :

$$[P] = [K] \prod_{i=1}^{n} [U_i]^{\alpha_i} \tag{1}$$

(where U_i are the univocity parameters, and K is a possible universal constant), the value P' corresponding to the prototype, is related to the value P'' measured for the similarity model, and the values U_i', U_i'', of the univocity parameters for the prototype and the similarity model, respectively, by means of the expression :

$$P' = P'' \prod_{i=1}^{n} \left[\frac{U_i'}{U_i''} \right]^{\alpha_i}. \tag{2}$$

2. Main similarity criteria and equations involving the work of the cryogenic cables

From the physical point of view, the principal aim for the design of the cryogenic cables is to increase the electrical conductivity by reducing the temperature of the conductor. In practice, the estimation of the conductivities of the hyperconductors must take into account both the magnetoresistive and the skin effect. The way to reach this aim is well-known, too : the heat exchange between the conductor and the cryogenic fluid, in forced flow through the inner channels of the cable ; this forced flow raises also the problem of the friction pressure drops.

The interface between this before mentioned aim and the way to reach it is here the thermal state evolution equation, which there presents an outstanding importance.

Next, we will present some of the main similarity criteria and equations involved in the most important physical processes which are characteristic for the work of the cryoresistive cables.

a) *Temperature dependence of the electrical resistivity of the metals*

The Bloch-Matthiessen equation [11], which describes the dependence $\rho_0 = \rho_0(T)$ for metals in the temperature range 10...300 K, at the limit of vanishing magnetic field, may be written in the form :

$$\rho_0^* = T^{*5} \cdot Bl(T^*), \tag{3}$$

where :

$$\rho_0^* = \frac{\rho_0(T) - \rho_{0i}}{\rho_0(\theta)}, \quad T^* = \frac{T}{\theta}, \quad Bl(x) = 4 \cdot 226 \int_0^{1/x} \frac{y^5 e^y}{(e^y - 1)^2} \cdot dy, \tag{4}$$

ρ_{0i} is the impurity resistivity, and θ and $Bl(x)$ are the Bloch temperature and function, respectively.

b) *The magnetoresistive effect*

The main semiempirical relations which describe this effect, namely the Kohler rule and the Corrucini semiempirical correlation [5b] may be written in the form:

$$\rho^* = \rho^*(Ko, \theta),\ \rho^*\left(Al,\ \theta = \frac{\pi}{2}\right) = 1 + \frac{Ko^2 + 0.00177\ Ko^3}{1.8 + 1.6\ Ko + 0.53\ Ko^2}, \quad (5)$$

where θ is the angle between the directions of the magnetic field induction B and that of the current density (namely of the conductor), and:

$$\rho^* = \frac{\rho(B,\ T)}{\rho_0(T)}, \qquad Ko = \frac{1}{C} \cdot \frac{B}{\rho_0(T)}, \quad (6)$$

C being a constant with the dimension of the volumic density of the electric charge ($C_{Al} \cong 3.636 \times 10^6 C.m^{-3}$).

c) *The skin effect*

If the temperature is the same at any point of the conductor and at any moment (isothermal process), the normal skin effect for an alternating current with the frequency f and the maximum intensity I passing through a conductor with cylindrical symmetry, can be obtained by integrating the criterial equation:

$$\rho^* \frac{\partial^2 Ko}{\partial r^{*2}} + \left(\frac{\rho^*}{r^*} + \frac{\partial \rho^*}{\partial r^*}\right) \frac{\partial Ko}{\partial r^*} = \frac{\partial Ko}{\partial t^*}, \quad (7)$$

with the limiting conditions:

$$Ko(r_i^*,\ t^*) = 0,\ Ko(r_e^*,\ t^*) = \frac{\mu I}{2\pi r_e^* \rho_e(T)} \sqrt{\frac{\mu f}{\pi \rho_0(T)}}\, e^{2it^*}, \quad (8)$$

where:

$$r^* = r \sqrt{\frac{\pi \mu f}{\rho_0(T)}} = \frac{r}{\lambda_0},\quad t^* = \pi f \cdot t, \quad (9)$$

λ_0 is the normal skin depth in the limit of vanishing magnetic field, and r_i, r_e — the internal and external conductor radii, respectively.

d) *The friction pressure drop*

The semiempirical relations reported in the literature [2] for the pressure drop Δp of a fluid with the density ρ through a pipe with the length L, the hydraulic diameter d and the absolute roughness k, may be put in the similarity form:

$$f = \frac{2\Delta p}{\rho v^2} \cdot \frac{d}{L} = f\left(Re,\ \frac{k}{d},\ \text{pipe geometry}\right), \quad (10)$$

e) *The convective heat exchange*

The general form* of the similarity equation for the convective heat exchange is :

$$Nu = \frac{h \cdot d}{\lambda} = A \cdot Re^m \cdot Pr^n \cdot Gr^p, \tag{11}$$

where :

$$Re = \frac{\rho dv}{\eta}, \quad Pr = \frac{\eta}{\rho a} = \frac{\eta c_V}{\lambda}, \quad Gr = \frac{gL^3 \rho^2}{\eta^2} \cdot \alpha_V \Delta T. \tag{12}$$

For the liquid nitrogen, the equation (12) takes the form [4b] :

$$Nu = 0.024 \; Re^{0.8} Pr^{0.4} \tag{13}$$

f) Semiempirical phenomenological criterial state equations for usual cryogenic fluids

The temperature dependence of the phenomenological parameters of the cryogenic fluids can be well estimated by the relations [12] :

$$\log_{10} \eta^* = -0.8272 + \frac{0.8532}{T^*}, \quad \log_{10} D^* = 0.1561 - \frac{1.0621}{T^*},$$
$$\log_{10} \lambda^* = -0.4404 + \frac{1.4665}{T^*} - \frac{0.3891}{T^{*2}}, \tag{14}$$

where :

$$\eta^* = \eta \sqrt{\frac{r_0}{\varepsilon M}}, \quad D^* = \frac{D}{r_0} \sqrt{\frac{M}{\varepsilon}}, \quad \lambda^* = \lambda \frac{r_0^2}{k} \sqrt{\frac{M}{\varepsilon}}, \quad T^* = \frac{kT}{\varepsilon}, \tag{15}$$

ε and r_0 are the effective intermolecular interaction energy and the effective intermolecular typical distance, respectively.

g) *Thermal state evolution*

In the usual conditions, with the similarity criteria $Pg = \frac{\tau}{t_c} \ll 1$, $Gt = \frac{\lambda'}{\lambda t_c} \ll 1$ (where τ and λ' are the nonlinear parameters of the flow density -thermodynamic force relation :

$$\bar{J}_W = -\lambda \Delta T - \tau \dot{\bar{J}}_W - \lambda' \frac{\partial}{\partial t} (\Delta T) \tag{16},$$

* One also uses the criterion : $j_H = Nu \cdot Re^{-1} \cdot Pr^{-1/3}$ [3b].

the thermal state evolution equation is [13] :

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho c_V T) = \nabla(\lambda \nabla T) + T \cdot g_S, \tag{17}$$

which is equivalent, for cables with cylindrical symmetry, with :

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho c_V T) = \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(\lambda r \frac{\partial T}{\partial r}\right) + \frac{\partial}{\partial z}\left(\lambda \frac{\partial T}{\partial z}\right) + g_Q. \tag{18}$$

The criterial form of the equation (18) is :

$$\frac{\partial}{\partial t^*}(\rho^* c_V^* T^*) = \frac{1}{r^*}\frac{\partial}{\partial r^*}\left(Fo_R r^* \frac{\partial T^*}{\partial r^*}\right) + \frac{\partial}{\partial z^*}\left(Fo_L \frac{\partial T^*}{\partial z^*}\right) + Mz, \tag{19}$$

where :

$$Fo_R = \frac{t_c}{\rho_c c_{V_c} R^2}, \quad Fo_L = \frac{t_c}{\rho_c c_{V_c} L^2}, \quad Mz = \frac{g_Q \cdot t_c}{(T_i - T_c)\rho_c c_{V_c}}, \tag{20}$$

and :

$$T^* = \frac{T - T_c}{T_i - T_c}, \quad r^* = \frac{r}{r_c} = \frac{r}{R}, \quad z^* = \frac{z}{z_c} = \frac{z}{L},$$

$$t^* = \frac{t}{t_c}, \quad \rho^* = \frac{\rho}{\rho_c}, \quad c_V^* = \frac{c_V}{c_{V_c}}, \tag{21}$$

the subscript „c" meaning typical value of the noted parameter (for instance, t_c is the solution of the equation : $J_W(t_c) = \frac{1}{2} \cdot J_W(0), r_c = R$ (the cable radius), $z_c = L$ (the cable length), and so on).

The stationary thermal state equation results from equation (18) as being :

$$\frac{1}{r^*}\frac{\partial}{\partial r^*}\left(r^* \frac{\partial T^*}{\partial r^*}\right) + \frac{R^2}{L^2}\frac{\partial^2 T^*}{\partial z^{*2}} + \frac{Mz}{Fo_R} = 0. \tag{22}$$

In the same way, the expressions :

$$\lambda_1\left(\frac{\partial T}{\partial r}\right)_1 = \lambda_2\left(\frac{\partial T}{\partial r}\right)_2, \quad \lambda_s\left(\frac{\partial T}{\partial r}\right)_s = h(T_s - T_f), \tag{23}$$

of the continuity equations solid-solid and solid-fluid respectively, become :

$$\left(\frac{\partial T^*}{\partial r^*}\right)_1 = \lambda_{21}\left(\frac{\partial T^*}{\partial r^*}\right)_2, \quad \left(\frac{\partial T^*}{\partial r^*}\right)_s = Bi(T_s^* - T_f^*), \tag{24}$$

where :

$$\lambda_{21} = \frac{\lambda_2}{\lambda_1}, \quad Bi = \frac{hR}{\lambda_s} \tag{25}$$

(in the general nonstationary case, Bi means the effective value which occurs in the equation (24)).

3. Numerical results and concluding remarks

Investigating the case of the cryoresistive cables Al/LN_2, we have obtained that, for both the experimental and deisgned segments, the values of the main similarity criteria are : $10^4 \lesssim Re \lesssim 10^5$, $Nu \sim 100$, $Pr \cong 2.4$ and $\frac{Mz}{Fo_R} \sim 5 \ldots 7.05 \times 10^{-4}$ (for an effective current $I = 1$ kA).

In 1980, the authors have tested the installation presented in Fig. 1. The hyperconducting aluminium cable (1) was introduced into a stainless steel tube (2) and tightly closed with the flanges (4). The liquid nitrogen flows through the central cable channel (3). The coupling between the liquid nitrogen tank (8) and the cable was made with the aid of a cop-

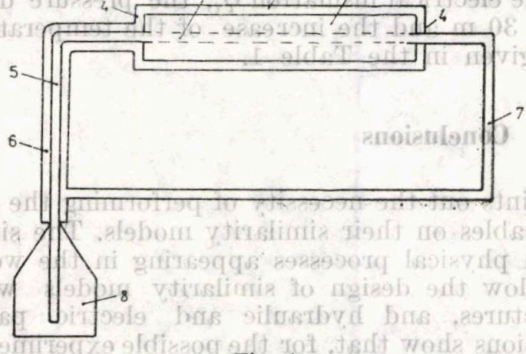


Fig. 1

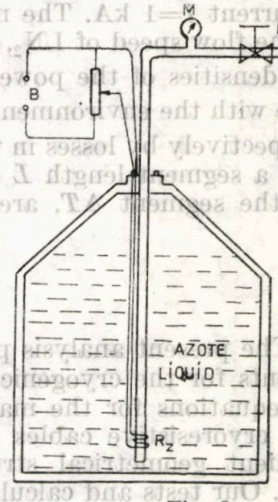


Fig. 2

per pipe (5). The return pipe for the liquid nitrogen (7) was coupled with the cooling sleeve (6) of the incoming pipe, allowing the rapid cooling of that pipe. The whole experimental installations was thermally isolated. The flow of the liquid nitrogen was achieved with the aid of a transfer pump (Fig. 2), specially made for this purpose. A copper pipe, having wound on the lower end an electrical resistance (R_z), fed from a D.C. source (B), is introduced in the liquid nitrogen tank. By heating the resistance R_z, a local nitrogen boiling appears, leading to an increase in the nitrogen pressure and its exhaust through the external pipe. The pressure of the emergent nitrogen is measured with the pressure gauge M. The installation reaches the normal work regime in about 15 minutes, the incoming nitrogen pressure (until 1.5 atm) being adjusted and maintained stable with the aid of the feeding tension of R_z.

Excepting the calculated values of the similarity criteria $Pr \cong$ $\cong 2.4$ and $\frac{Mz}{Fo_R} = 4 \ldots 16 \times 10^{-4}$ for $I = 4$ kA (or $0.25 \ldots 1.0 \times 10^{-4}$ for $I = 1$ kA), the other similarity criteria for the described installation : $Re = 300 \ldots 400$, $Nu = 8 \ldots 9$, are by far different from those corresponding to the experimented or designed segments ([1], [7], [8]).

The analysis of the geometrical structure of the segment and of the hydraulic parameters of the liqiuid nitrogen has led us to design some similarity models for the cryoresistive cable segments, which use aluminium as hyperconductor, and are cooled with liquid nitrogen in counterflow, having the volumic flow $\dot{V} = 480\ l \cdot h^{-1}$ and the incoming temperature $T_0 = 77.32$ K, the ambient temperature being $T_a = 300$ K. The computations have been performed supposing that the feeding of the segment is made from a source with the power $P = 10$ kW, giving an effective current i=1 kA. The numerical values for the geometrical parameters, the flow speed of LN_2, the similarity criteria values Re and Nu, the linear densities of the power dissipated by viscous friction $\dot{Q}'_v$, heat exchange with the environment $\dot{Q}'_T$, Joule-Lenz effect in the hyperconductor $\dot{Q}'_c$, respectively by losses in the electrical insulation $\dot{Q}'_i$, the pressure drop Δp for a segment length $L = 30$ m and the increase of the temperature along the segment ΔT, are given in the Table 1.

Conclusions

The present analysis points out the necessity of performing the experiments for the cryogenic cables on their similarity models. The similarity equations for the main physical processes appearing in the work of the cryoresistive cables allow the design of similarity models with convenient geometrical structures, and hydraulic and electric parameters. Our tests and calculations show that, for the possible experiments (with values of the similarity criteria of the same order of magnitude as those reported in the references), the measurement of the pressure drops is not possible for segments having the length of the order of 10...100 m. On the other hand. one can verify in detail the theoretical predictions concerning the increase of the temperature along the segment.

Table 1

The values of the main parameters specific for some similarity models of a hyperconducting cable segment Al/LN_2

The physical parameter (UNITY)	The material	Model 1	Model 2	Model 3
r_{ext}(mm)	LN_2 (r_1)	10	14	18
	Al (r_2)	12	15	20
	Polyethylene-terephtalate (r_3)	15	25	30
	LN_2 (r_4)	20	31	39
	Superinsulation (r_5)	40	55	60
v (m.s^{-1})	LN_2 (int.)	0.424	0.217	0.131
	LN_2 (ext.)	0.243	0.126	0.068
Re	LN_2 (int.)	4.696×10^4	3.354×10^4	2.609×10^4
	LN_2 (ext.)	1.342×10^4	0.839×10^4	0.681×10^4
Nu	LN_2 (int.)	163.18	125.96	104.04
	LN_2 (ext.)	63.306	44.975	38.744
Δp (atm)	LN_2 (int.)	22.01×10^{-3}	4.464×10^{-3}	1.341×10^{-3}
	LN_2 (ext.)	19.69×10^{-3}	4.991×10^{-3}	1.026×10^{-3}
$\dot{Q}'\left(\frac{W}{m}\right)$	LN_2 (int.), $\dot{Q}'_{v1}$	9.783×10^{-3}	1.984×10^{-3}	0.596×10^{-3}
	LN_2 (ext.), $\dot{Q}'_{v2}$	8.750×10^{-3}	4.991×10^{-3}	0.456×10^{-3}
	Superinsulation, $\dot{Q}'_r$	3.633×10^{-3}	4.393×10^{-3}	5.846×10^{-3}
	Polyethylene-terephtalate, $\dot{Q}'_i$	17.6×10^{-9}	7.68×10^{-9}	9.68×10^{-9}
	Aluminium, $\dot{Q}'_c$	27.778	40.094	14.534
$\Delta T(K)$	LN_2 (int.)	3.03	4.80	1.69
	LN_2 (ext.)	0.69	0.57	0.25

REFERENCES

1. a) *L. Deschamps, A. M. Schwab, Y. Jegou*, Electr. France, Bull. dir. ét. rech., série B, (1) 49 (1973); b) *P. A. Klaudy*, Rheinisch-Westfalische Akademie der Wissenschaften, Vortrage 223, 7—73 (1975); c) *E. L. Blinkov, E. S. Goldenberg, A. Ia. Saveliev, K. A. Mironova* „Sverhprovodiastchie linii elektroperedatchi", vipusk 39, Inst. G. M. Krjijanovski, Moscow, 1975, p. 9—21; d) *E. L. Blinkov, L. L. Guglina, E. S. Goldenberg*, ibid., p. 22—39.
2. a) *S. Nikuradze*, VDI Forsch. arbeiten Heft 281 (1926); ibid., 356 (1932); b) *M. N. Shevelior* „Issledovanie osnovnih guidravlitcheskih zakonomernostei turbulentnovo dvijenia v trubach", Moscow, 1953; c) *N. E. Frenkel* „Guidravlika", Moscow-Leningrad, 1956; d) *I. E. Ideltchik* „Spravotchnik po guidravlitcheskim soprotivleniam", Moscow, 1960; e) *D. Cioc* „Mecanica fluidelor", Edit. didact. pedag., Bucharest, 1967; f) *C. Stamatescu*, al. „Tehnica frigului", vol. 2, Edit. Tehn., Bucharest, 1979.
3. a) *T, B. Drew, E. C. Koo, W. H. McAdams*, Trans. Inst. Chem. Eng., 28, 56 (1932); b) *A. P. Colburn*, ibid., 29, 174 (1933); c) *M. F. Taylor, T. A. Kirchgessner* „Measurements of heat transfer and friction coefficients for helium flowing in a tube at surface temperatures up to 3900°R", NASA Techn. Note TND-133 (1959).

4. a) *J. A. Clark* „Cryogenic Heat Transfer" in „Advances in Heat Transfer", vol. 5, p. 325—538, Acad. Press, 1968; b) *F. Perroud, J. Rebière, L. Weil* „Convection forcée de l'azote et de l'hydrogène liquide", în „Pure and Applied Cryogenics", vol. 4, p. 155, Pergamon Press, 1966.
5. a) *R. Barron* „Cryogenic Systems", McGraw Hill, 1966; b) *H. Brechna* „Superconducting Magnet Systems", Springer-Verlag Berlin, 1973.
6. a) *I. Prigogine* „Introduction to Thermodynamics of Irreversible Processes", 1962; b) *A. V. Likov* „Teplo- i Massoperenos", t. 4, p. 311, Minsk, 1966.
7. a) *Z. Croitoru, L. Deschamps, A. M. Schwab*, Entropie, 56, 47 (1974); b) *L. Deschamps, A. M. Schwab, A. Lacoste*, Bull. dir. études et rech., série B, (2) 64 (1975).
8. *H. Nagano, M. Fukusawa, S. Kuma, K. Sugiyama*, Cryogenics, 13 (4) 219 (1973).
9. *K. Edney, M. Fox, G. Gilbert*, Cryogenics, 7 (6) 355 (1967).
10. a) *A. A. Gukhman* „Introduction to the Theory of Similarity", Acad. Press, New York, London, 1965; b) *D. Iordache* „Noțiuni și metode generale ale fizicii", Polytechn. Inst. Bucharest, 1980.
11. a) *F. Bloch*, Z. Phys., 52, 555 (1928); b) *H. Jones*, Handb. d. Phys., XIX, p. 227 (1956).
12. *G. T. Preston, T. W. Chapman, J. A. Prausnitz*, Cryogenics, 7, 724 (1967).
13. *D. Iordache, M. Stan, L. Daniello, Gh. Lăzărescu*, Bul. Inst. Politehnic București, Electr. S., 41(4) 11 (1979).

Probleme fizice în proiectarea cablurilor criogenice
I. Modele de similitudine ale tronsoanelor cablurilor criogenice

Lucrarea de față evidențiază necesitatea testării modelelor de similitudine ale cablurilor criogenice (considerate drept o alternativă convenabilă de transmitere a energiei electrice la distanță), în locul testării însiși cablurilor. Sînt indicate principalele criterii de similitudine și ecuații care permit proiectarea modelelor de similitudine ale cablurilor criogenice. Sînt reportate de asemenea rezultatele unor experimentări preliminarii, precum și principalele caracteristici calculate pentru anumite modele de similitudine cu parametri convenabili.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

C.Z.: 535.2
621.326.7

SIMULATOR SOLAR UTILIZAT LA TESTAREA COLECTORILOR SOLARI CU ȘI FĂRĂ FOCALIZARE

V. L. FARA, R. GRIGORESCU*

Lucrarea prezintă elementele de calcul și constructive pe baza cărora s-a construit un simulator solar, simplu din punct de vedere funcțional și de cost relativ scăzut, în cadrul laboratorului de Energie Solară al Catedrei de Fizică din Institutul Politehnic București. Sistemul optic a fost proiectat în urma prelucrării unui amplu material experimental; astfel a fost stabilită dispunerea optimă a lămpilor, numărul de lămpi necesare și caracteristicile energetice ale instalației. Sistemul mecanic permite obținerea unei game variate de teste prin modificarea distanței simulator — colector și a unghiului de incidență față de colector. Sistemul electric permite comanda la distanță a alimentării lămpilor, asigurîndu-se o bună siguranță în funcționare.

1. Introducere

Testarea în laborator a colectorilor solari este necesară în vederea trasării curbelor de performanță (termice și optice) ale acestora în condiții bine determinate și reproductibile [1], [2]. De asemenea, îmbinarea testelor de laborator cu cele realizate în condiții naturale constituie un instrument important de perfecționare a tehnologiei de realizare a colectorilor, permițînd totodată efectuarea unor studii de fiabilitate ale acestora. Din aceste motive, existența unui simulator solar este impusă în vederea unei dotări corespunzătoare a unui laborator de heliofizică [3], [4].

Lucrarea prezintă elementele de calcul și constructive, care au stat la baza realizării unui simulator solar, simplu din punct de vedere funcțional și de preț de cost relativ scăzut, în cadrul laboratorului de Energie Solară al Catedrei de Fizică din Institutul Politehnic București.

2. Cerințe impuse de proiectarea unui simulator solar

Proiectarea unui simulator solar impune îndeplinirea unor cerințe optice, termice și constructive.

Manuscris predat redacției la data de 19 februarie 1981
* Șef lucrări; Student, Catedra Fizică

2.1. *Cerințe optice*

Pentru a reproduce cît mai fidel caracteristicile radiației solare sînt necesare îndeplinirea următoarelor condiții :

— sursa luminoasă să aibă o distribuție spectrală apropiată de distribuția spectrală a soarelui ;

— realizarea unei divergențe relativ mici a razelor luminoase ;

— realizarea unei distribuții omogene pe suprafața testată ;

— atingerea unei intensități maxime egale cu intensitatea maximă a radiației solare ce a fost măsurată pe teritoriul R.S.R. ($H_{max} = 900$ W/m^2) ;

— posibilitatea variației intensității radiației și a unghiului de incidență față de colector.

2.2 *Cerințe termice*

Datorită randamentului radiant relativ mic al surselor artificiale existente (în special lămpile cu filament) este necesară utilizarea unui număr de lămpi, cu o putere instalată relativ mare. Ținînd cont de încălzirea puternică a lămpilor și de numărul acestora se impune realizarea unei bune ventilări.

2.3. *Cerințe constructive*

— O cerință esențială avută în vedere la proiectarea sistemului mecanic al simulatorului o constituie amplasarea sa în cadrul laboratorului (particularitățile dimensionale și de aerisire ale camerei) ;

— sistemul mecanic trebuie să permită atît variația distanței panoului cu lămpi față de colectorul testat, cît și variația unghiului de incidență a radiației față de acesta ;

— sistemul de ventilare trebuie să asigure evacuarea eficientă și comodă a aerului cald, ținînd cont de deplasările mari ale panoului cu lămpi.

— alimentarea corespunzătoare a panoului cu lămpi, impune realizarea unui pupitru de comandă la distanță și a unui tablou de forță la care sînt conectate lămpile.

3. Dimensionarea optică a simulatorului solar

3.1. *Alegerea sursei luminoase*

S-a ales o lampă cu ciclu halogen regenerativ cu filament de Wolfram (fig. 1), avînd următoarele caracteristici : puterea electrică P = = 1000 W, tensiunea de alimentare U = 220 V, temperatura de culoare a filamentului $T_c = 3350$ K.

Distribuția spectrală a lămpii (fig. 2), justifică alegerea acesteia, datorită bunei sale aproximări cu distribuția spectrală a radiației solare, la suprafața pămîntului.

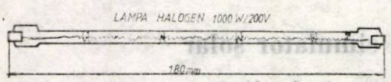


Fig. 1 Lampă cu ciclu halogen regenerativ (tip TUNGSRAM) de 1000 W ;

Deoarece curba de distribuție spectrală prezintă :

— în intervalul 0,4 ÷ 0,6 μm, un supliment de intensitate a radiației, H_λ^+ ;

— în intervalul 1—1,5 μm, un deficit de intensitate, H_λ^- ;

— $H_\lambda^+ = H_\lambda^-$;

iar spectrul radiației solare aparține intervalului 0,4—2 μm, considerăm că nu este necesară din punct de vedere practic introducerea unor coeficienți de corecție spectrală.

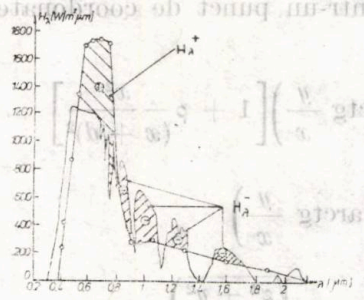


Fig. 2 Distribuția spectrală a lămpii cu halogen (—0—0—) și cea a radiației solare (— —) la nivelul Pământului.

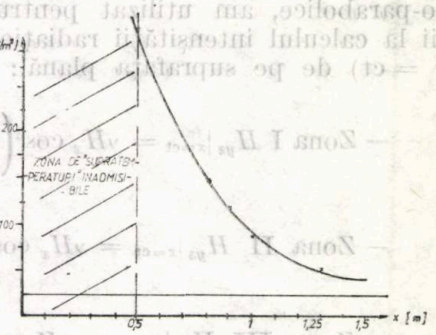


Fig. 3 Variația intensității radiației emise de lampă în funcție de distanță, pentru o temperatură a mediului ambiant $t_a = 24°C$;

3.2. *Etalonarea lămpii și cîmpul de „supratemperaturi" ale acesteia.*

Etalonarea intensității energetice a lămpii a fost efectuată cu un piroheliometru realizat în cadrul laboratorului de fizică din I.P.B. „„supratemperaturile" (excedentele de temperatură) fiind măsurate prin metode uzuale.

Rezultatele măsurătorilor sînt prezentate în fig. 3 (curba intensității radiației în funcție de distanță) și în fig. 4 (cîmpul de „supratemperaturi"). Din fig. 4, remarcăm faptul că, o dispunere a lămpilor la o distanță mai mică de 0,5 m, creează „supratemperaturi" mai mari de 5°C, ce sînt inacceptabile. Menționăm că, cîmpul de „supratemperaturi" a fost determinat în lipsa oricărei ventilări.

În fig. 5 este prezentată modificarea spectrului de emisie a lămpii în funcție de variația relativă a tensiunii de alimentare la borne. Constatăm că se pot admite variații de maximum 15% ale tensiunii de alimentare.

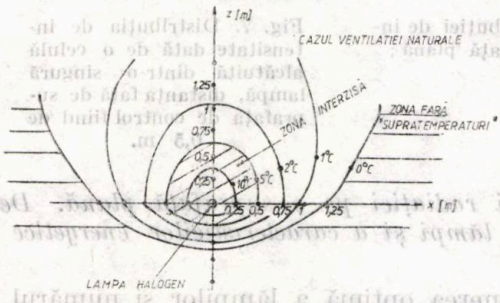


Fig. 4 Cîmpul de „supratemperaturi ale unei lămpi

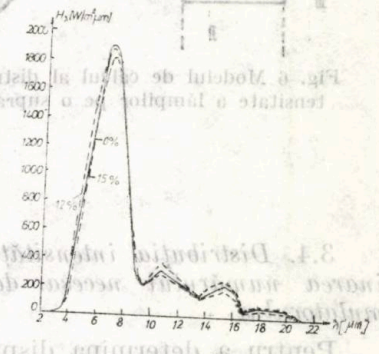


Fig. 5 Modificarea spectrului de emisie a lămpii datorită variației tensiunii la borne;

3.3. Relațiile de calcul ale distribuției intensității pe o suprafață plană și evaluarea intensității medii.

Ținînd cont că lămpile sînt dispuse în focarul unor reflectoare cilindro-parabolice, am utilizat pentru cele trei zone (fig. 6), următoarele relații la calculul intensității radiației într-un punct de coordonate (y; z; $x = \text{ct}$) de pe suprafața plană:

$$- \text{Zona I } H_{yz}|_{x=\text{ct}} = \nu H_x \cos^3\left(\text{arctg}\,\frac{y}{x}\right)\left[1 + \rho\frac{x^2}{(x+d)^2}\right] \quad (1)$$

$$- \text{Zona II } H_{yz}|_{x=\text{ct}} = \nu H_x \cos^2\left(\text{arctg}\,\frac{y}{x}\right) \quad (2)$$

$$- \text{Zona III } H_{yz}|_{x=\text{ct}} = \nu H_x \cos\left(\text{arctg}\,\frac{\sqrt{z^2+y^2}}{x}\right) \quad (3)$$

unde ν — coeficientul de corecție, datorat turbulenței aerului ($\nu = 0{,}981$); H_x — intensitatea radiației la distanța x de lampă; ρ — reflectanța oglinzii ($\rho = 0{,}8$), iar d — distanța medie de la lampă la suprafața oglinzii ($d = 0{,}1$ m).

Intensitatea medie a fost calculată cu relația:

$$\bar{H} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} H_i \quad (4)$$

unde n este mulțimea punctelor considerate.

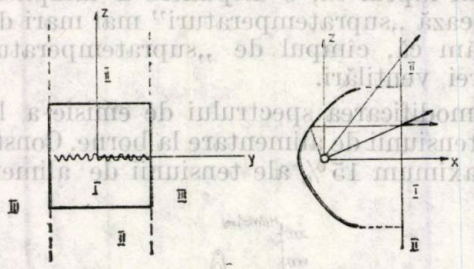


Fig. 6 Modelul de calcul al distribuției de intensitate a lămpilor pe o suprafață plană;

Fig. 7. Distribuția de intensitate dată de o celulă alcătuită dintr-o singură lampă, distanța față de suprafața de control fiind de 0,5 m.

3.4. Distribuția intensității radiației pe o suprafață plană. Determinarea numărului necesar de lămpi și a caracteristicilor energetice ale simulatorului

Pentru a determina dispunerea optimă a lămpilor și numărul de lămpi pe panou am analizat mai multe situații (alegînd un reflector cilindro-parabolic, avînd deschiderea de 0,2 m și lungimea de 0,2 m).

a) Celulă alcătuită dintr-o singură lampă; calculînd distribuția de intensitate pe o suprafață avînd forma unui pătrat cu latura de 0,75 m (distanța față de suprafața de control fiind de 0,5 m) am obținut curbele din fig. 7; calculîndu-se modificarea intensității medii în funcție de distanță, s-au găsit următoarele valori:

x[m]	0,5	0,7	1	1,25
$\overline{H}$[W/m²]	224	178,5	94,22	76,61

b) Celulă alcătuită din patru lămpi, dispuse în vîrfurile unui pătrat; calculele s-au efectuat pentru distanța de 0,5 m față de suprafața plană considerată, pentru mai multe dimensiuni ale laturii pătratului. Dacă latura pătratului este egală cu 0,2 m, curbele distribuției de intensitate fiind prezentate în fig. 8, se găsește o intensitate medie maximă H_{max} = = 490 W/m². S-a studiat de asemenea modificarea intensității medii în funcție de distanță (fig. 9), găsindu-se următoarele valori:

x[m]	0.5	0,7	1	1,25
H[W/m²]	490	365	180	141,6

Rezultatele obținute indică utilizarea unei celule formată din patru lămpi, dispuse în vîrfurile unui pătrat cu latura de 0,2 m. Calculele au fost efectuate în acest caz, prin suprapunerea efectelor datorate celulelor formate dintr-o singură lampă, neglijînd faptul că o lampă iluminează întreaga suprafață plană de captare. Aprecierea ponderii suprafețelor neglijate, determină introducerea unui factor de corecție $C_1 = 1{,}28$.

c) Alegînd o combinație de cinci celule alcătuită de 5×4 lămpi, (al cărei factor de corecție a fost obținut ca la punctul b, avînd valoarea

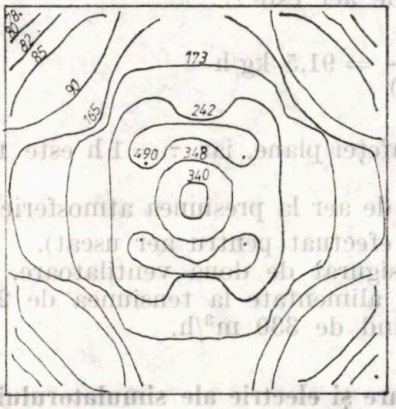


Fig. 8 Distribuția de intensitate dată de o celulă formată din patru lămpi (latura pătratului fiind de 0,2 m, iar distanța față de suprafața de control fiind de 0,5 m).

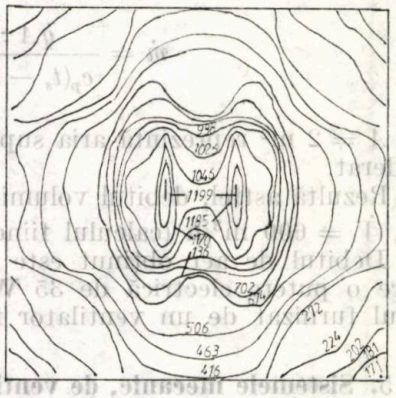


Fig. 9 Distribuția de intensitate dată de o celulă alcătuită din patru lămpi (latura pătratului fiind de 0,2 m, iar distanța față de suprafața de control fiind de 1 m).

$C_2 = 1{,}3$), rezultă că intensitatea medie a acestei combinații este:

$$\bar{H}_{total} = \gamma C_1 C_2 \bar{H}^* \simeq 900 \text{ W/m}^2 \quad (5)$$

unde γ reprezintă un factor de corecție datorat formei liniare a filamentului ($\gamma = 1{,}1$), iar $\bar{H}^* = 490$ W/m^2.

Numărul de lămpi, $N = 20$, ne-a condus la o valoare a intensității radiației sursei artificiale apropiate de intensitatea radiației solare atinse pe teritoriul RSR.

Combinația aleasă asigură iluminarea unei suprafețe de $1{,}3 \times 1{,}6$ m^2, aflată la distanța minimă de 0,5 m, pentru o intensitate medie de aprox. 900 W/m^2. Caracteristicile energetice ale simulatorului proiectat (puterea energetică $P_{e,max}$ și randamentul maxim, η_{max}) sînt:

$$P_{e,max} = H_{max} A = 1800 \text{ W} \quad (6)$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{e,max}}{P_{inst}} = \%(P_{inst} = 20 \text{ kW}). \quad (7)$$

4. Dimensionarea termică a simulatorului solar

Considerăm că trebuie să răcim o suprafață plană orizontală, avînd o temperatură $t = 35°$C (temperatura mediului ambiant fiind $t_a = 20°$C); coeficientul de schimb de căldură prin convecție este dat de relația:

$$\alpha = 6{,}122\ v^{0{,}775} + 4{,}41\ e^{-0{,}6\,v} = 8{,}54 \text{ W/m}^2\text{K} \quad (8)$$

unde v este viteza aerului.

În aceste condiții fluxul termic va fi:

$$\dot{q} = \alpha(t_s - t_a) = 128{,}1 \text{ W/m}^2 \quad (9)$$

Se constată că debitul masic de aer este:

$$\dot{m} = \frac{\dot{q} A \tau}{c_p(t_s - t_a)} = 91{,}5 \text{ kg/h} \quad (10)$$

unde $A = 2$ m^2 reprezintă aria suprafeței plane, iar $\tau = 1$ h este timpul considerat.

Rezultă astfel, debitul volumic de aer la presiunea atmosferică normală, $V = 600$ m^3/h (calculul fiind efectuat pentru aer uscat).

Debitul de aer obținut este asigurat de două ventilatoare, avînd fiecare o putere electrică de 35 W, alimentate la tensiunea de 220 V, debitul furnizat de un ventilator fiind de 330 m^3/h.

5. Sistemele mecanic, de ventilare și electric ale simulatorului solar

a) Sistemul mecanic proiectat permite variația distanței față de colectorul testat în limitele $0{,}5 \div 2$ m și o variație a unghiului de incidență în limitele $0 \div 90°$C. Totodată proiectul mecanic a prevăzut sistemul de

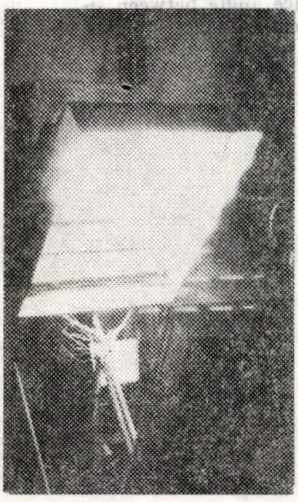
susținere a lămpilor și de alimentare a acestora, ținînd cont de normele tehnice de securitatea muncii. Conexiunile electrice de pe panou sînt realizate din cabluri izolate cu materiale siliconice, ce rezistă pînă la 200°C.

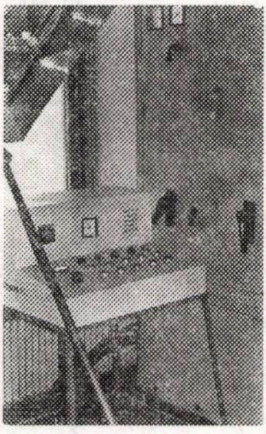
b) Sistemul de ventilare prevede o cutie în care sînt plasate cele două ventilatoare ce fac corp comun cu panoul de lămpi prin intermediul unui racord flexibil și a unei hote. Traseul de ventilare este ascendent în conformitate cu mișcarea naturală a aerului cald.

c) Sistemul electric al simulatorului este alcătuit din : sistemul de alimentare a lămpilor, circuitul de alimentare a ventilatoarelor, sistemul de semnalizare a prezenței tensiunii în diferitele puncte ale circuitului și sistemul de protecție. Datorită puterii mari instalate, a fost necesară conectarea la rețeaua trifazică 3×220 V, pentru încărcarea omogenă a rețelei clădirii.

Concluzii

Simulatorul solar realizat în cadrul Laboratorului de Energie Solară al Catderalei de Fizică din I.P.B. (fig. 10), indeplinește condițiile enunțate în § 2, pentru o investiție inițială scăzută și un preț al orei de testare acceptabil. Sistemul optic este alcătuit din 20 de lămpi cu ciclu halogen regenerativ (caracteristicile unei lămpi fiind : puterea electrică — 1000 W, tensiunea de alimentare — 220 V, temperatura de culoare a filamentului — 3350 K), dispuse în cinci celule a patru lămpi ; combinația aleasă





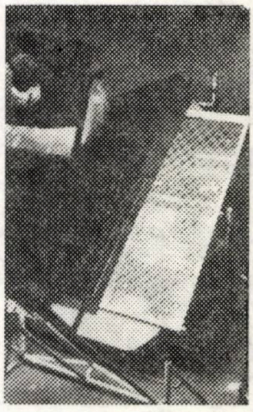


Fig. 10 Imagini din timpul testării unui colector solar cu ajutorul simulatorului solar (a — — simulatorul solar ; b — pupitrul de comandă ; c — colector solar testat).

asigură iluminarea unei suprafețe de captare de $1{,}3 \times 1{,}6$ m², aflată la distanța minimă de 0,5 m, pentru o intensitate medie de 900 W/m². Puterea energetică maximă a simulatorului este de 1800 W, randamentul maxim al acestuia fiind de 9%. Răcirea lămpilor este efectuată cu aju-

torul a două ventilatoare, ce furnizează un debit de aer de 660 m^3/h. Sistemul mecanic permite obținerea unei game variate de teste prin modificarea distanței simulator-colector și a unghiului de incidență de colector. Sistemul electric permite comanda de la distanță a alimentării lămpilor, asigurînd o manevrare în deplină siguranță. Proiectul a fost conceput în ideea de a nu se acționa asupra colectorului solar, păstrîndu-se condiții hidraulice identice.

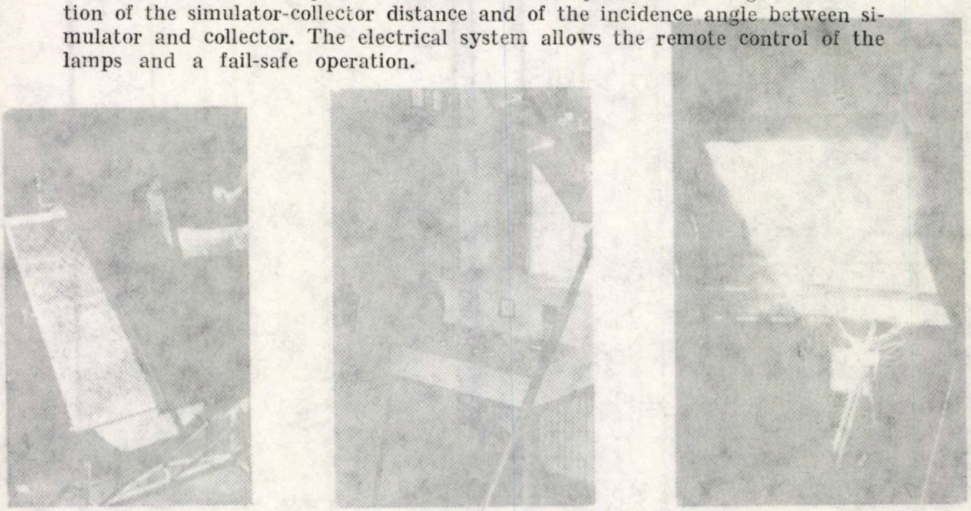
BIBLIOGRAFIE

[1] *F. Simon* — Solar Energy, *18*, 451 (1976);
[2] *V. Fara, R. Grigorescu, D. Cecan, V. Bădescu, R. Chișleag*, St. cerc. Fiz., *33*, 101 (1981);
[3] *K. Yass*, „Low-cost air-mass 2 solar simulator", NASA Tech. Memo X — 3059, Cleveland (1974);
[4] *J. A. McMillan, E. M. Peterson* — Solar Energy, *22*, 467 (1979).

Solar Simulator Used for Testing Focusing and Non-Focusing Solar Collectors

The paper presents the design and constructive elements that underlie the main steps in the building of a fail-safe and low-cost solar simulator, made within the Solar Energy Laboratory of the Physics Department, Polytechnical Institute of Bucharest. The optical system has been designed following the analysis of extensive experimental data; so, it was established the number of lamps required and the energy requirement of the installation.

The mechanical system allows a wide variety of tests through the alteration of the simulator-collector distance and of the incidence angle between simulator and collector. The electrical system allows the remote control of the lamps and a fail-safe operation.



BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

ELECTROTEHNICĂ

C. Z.; 538. 5
621. 3. 043

DETERMINAREA INDUCȚIEI MAGNETICE LA SUPRAFAȚA INDUSULUI CUPLAJELOR CU CURENȚI TURBIONARI PRIN APLICAREA METODEI TRANSFORMĂRII CONFORME

GABRIELA SPINEANU*

Se prezintă o metodă de determinare a inducției magnetice la suprafața indusului unui cuplaj cu curenți turbionari.

Pentru dezvoltarea unei metode de calcul, bazate pe sursele de excitație, se adoptă metoda transformării conforme.

Se determină și se reprezintă grafic distribuția componentei inducției magnetice la suprafața indusului.

Cuplajele cu curenți turbionari în general pot fi definite printr-un ansamblu de variabile independente.

Dacă se face abstracție de elementele mai puțin semnificative, modelul acestora este dat de un inductor de lungime $L = n\tau$ așezat la $z < 0$ (fig. 1) indusul fiind o bandă conductoare de lungime infinită care se deplasează uniform cu viteza v_1 în funcția axei Ox.

Să considerăm sistemul fizic dat în figura 2, constituit din două părți principale, domeniul surselor sau inductorul care se deplasează printr-o alunecare uniformă după axa Ox cu viteza v_2 respectiv tola feromagnetică sau indusul dispusă în apropierea inductorului care de asemenea alunecă uniform după axa Ox cu viteza v_1.

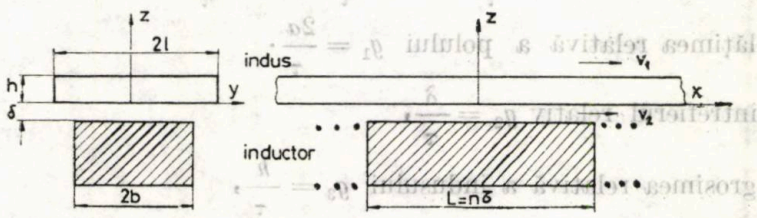


Fig. 1 — Configurația modelului fizic al cuplajului cu curenți turbionari.

Proprietățile de material ale inductorului sînt $\bar{B} = \bar{B}(\bar{H})$ și ρ.

Evident fenomenele care iau naștere în indus sînt dependente de viteza relativă $v = v_2 - v_1$, v_2 fiind viteza undei învîrtitoare de cîmp magnetic produsă de inductor.

Manuscris predat redacției la data de 15 decembrie 1980
* Asist. ing., Catedra Electrotehnica I

În condițiile de reprezentare date, interesează stabilirea soluției cîmpului în indus, cunoscîndu-se sursele de excitație (curent continuu) și variabilele geometrice ale sistemului.

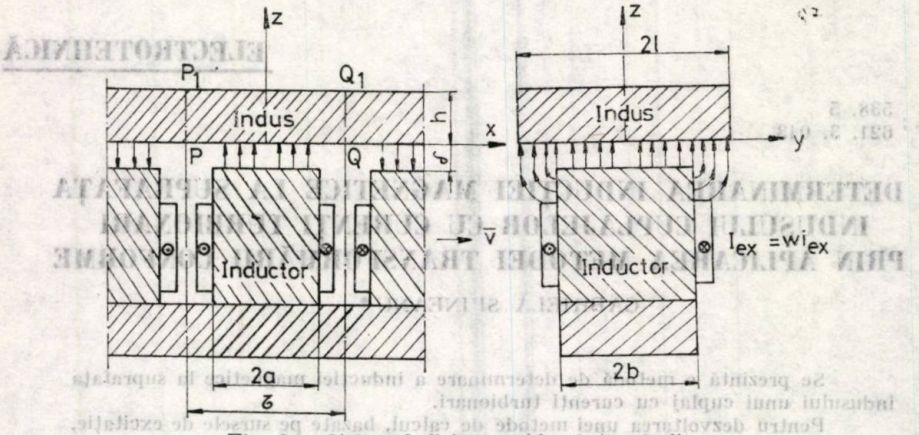


Fig. 2 — Sistemul fizic considerat în studiu

Întrucît sistemul este periodic și simetric, rezolvarea problemei se limitează la intervalul $x \in [-\tau/2, +\tau/2]$, în planul xOz la domeniul $PQ\,Q_1\,P_1\,P$.

Proprietățile sistemului sînt cuprinse în relația :

$$\vec{G}(x,\ y,\ z) = -\vec{G}(x+\tau,\ y,\ z), \tag{1}$$

$\vec{G}$ reprezentînd componentele cîmpului.

Pentru reducerea numărului variabilelor de luat în studiu, se utilizează metoda mărimilor raportate la valorile de referință semnificative în speță față de pasul polar τ.

În acest caz :

— coordonata unui punct în indus

$$x' = \frac{x}{\tau};\quad y' = \frac{y}{\tau};\quad z' = \frac{z}{\tau}$$

— lățimea relativă a polului $g_1 = \dfrac{2a}{\tau}$.

— întrefierul relativ $g_2 = \dfrac{\delta}{\tau}$,

— grosimea relativă a indusului $g_3 = \dfrac{h}{\tau}$,

— lungimea relativă a indusului, $g_4 = \dfrac{2l}{\tau}$,

— lungimea relativă a polului, $g_5 = \dfrac{2b}{\tau}$.

Corelat cu acestea, în vederea unui studiu eficace, este necesară și reducerea la minimum a numărului parametrilor de material în baza unor considerații apriori stabilite.

Astfel, materialul este presupus omogen, cu o rezistivitate electrică ρ definită la temperatura $T^{\circ}C$ prin coeficientul său de temperatură α_T.

Proprietățile magnetice sînt descrise de caracteristica de primă magnetizare, în aproximația:

$$B = K_m H^{\nu_m}, \tag{2}$$

fenomenul de histerezis neglijîndu-se în determinarea cîmpului. Parametrii K_m și ν_m se determină pe baza caracteristicii experimentale de magnetizare.

Pe baza aproximației (2) este posibilă reducerea la minimum a parametrilor de material, aceștia fiind ρ, K_m, ν_m sau $n_m = \nu_m^{-1}$.

Intensitatea fenomenelor în indus este dată de către curentul de excitație i_{ex}.

Solenația fiind

$$I_{ex} = wi_{ex}/A \text{ spire}/ \tag{3}$$

și $I'_{ex} = \frac{I_{ex}}{\tau}/A \text{ spire } /m/$, datorită neliniarității caracteristicii de material, cîmpul va fi determinat cu ajutorul parametrului de excitație B_z la $z = 0$ în regim static.

Distribuția componentei B_z, poate fi cunoscută numai prin intermediul valorii sale în axa de simetrie a polului

$$B_{ex} = B_0 = B_z(0, 0, 0) \tag{4}$$

la $v = 0$.

După cum s-a mai arătat, fenomenele care au loc în indus depind de viteza sa relativă în raport cu inductorul:

$$v^* = -v = v_1 - v_2 \tag{5}$$

și nu de valoarea individuală a vitezei v_1 sau v_2.

Ipotezele principale acceptate la determinarea cîmpului sînt:

— permeabilitatea magnetică considerată constantă în integrarea ecuațiilor, valoarea sa urmînd a fi determinată pe baza caracteristicii magnetice și a regimului de funcționare.

— în cazul regimului static, se acceptă modelul cîmpului bidimensional: $b = \infty$; $l = \infty$; $v = 0$, ecuațiile cîmpului fiind:

$$\text{rot } \bar{H} = \text{rot } \frac{\bar{B}}{\mu} = 0 \tag{6}$$

$$\text{div } \bar{B} = 0 \tag{7}$$

În aproximația regimului cuasistaționar, folosind potențialul magnetic scalar sau vector, obținem:

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\mu \frac{\partial V_m}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial z}\left(\mu \frac{\partial V_m}{\partial z}\right) = 0 \tag{8}$$

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial z}\left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial z}\right) = 0 \tag{9}$$

Folosind :

$$\mu = B\left(\frac{K_m}{B}\right)^{n_m}; \quad n_m = \frac{1}{\nu_m} \tag{10}$$

ecuațiile (8), (9) devin :

$$\frac{\partial^2 V_m}{\partial x^2}\left[\left(\frac{\partial V_m}{\partial z}\right)^2 + \nu_m\left(\frac{\partial V_m}{\partial x}\right)^2\right] + \frac{\partial^2 V_m}{\partial z^2}\left[\left(\frac{\partial V_m}{\partial x}\right)^2 + \nu_m\left(\frac{\partial V_m}{\partial z}\right)^2\right] -$$

$$- 2(1 - \nu_m)\frac{\partial V_m}{\partial x}\cdot\frac{\partial V_m}{\partial z}\cdot\frac{\partial^2 V_m}{\partial x\,\partial z} = 0 \tag{11}$$

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2}\left[\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)^2 + \nu_m\left(\frac{\partial A}{\partial z}\right)^2\right] + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2}\left[\left(\frac{\partial A}{\partial z}\right)^2 + \nu_m\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)^2\right] +$$

$$+ 2(1 - \nu_m)\frac{\partial A}{\partial x}\cdot\frac{\partial A}{\partial z}\cdot\frac{\partial^2 A}{\partial x\,\partial z} = 0 \tag{12}$$

Se constată că ecuațiile sînt de ordinul doi de tip eliptic cuasilinear.

Precizarea condițiilor de frontieră impune definirea domeniului de studiu :

$$DUD_1\{x,\ z/0 \leqslant x \leqslant \tau/2;\quad 0 \leqslant z < \infty\}, \tag{13}$$

Pe frontieră :

$$\begin{aligned} &Bx = 0 \text{ sau } A \text{ constant}, && \text{pentru } x = 0,\\ &Bz = 0 && \text{pentru } z = \infty,\\ &Bz = 0 \text{ sau } \frac{\partial A}{\partial x} = 0 && \text{pentru } x = \tau/2, \\ &Bz \text{ sau } A, \text{ date} && \text{pentru } z = 0 \end{aligned} \tag{14}$$

Legătura dintre cîmpul domeniului $D_1\{z/z \geqslant h\}$ și cîmpul domeniului $D\{z/0 \leqslant z \leqslant h\}$ se face prin condițiile de continuitate :

$$E_{1t} = E_{2t};\ H_{1t} = H_{2t};\ J_{1n} = J_{2n};\ B_{1n} = B_{2n} \tag{15}$$

care în acest caz, se reduc la :

$$B_z = B_{1z},\ A = A_1 \quad \text{pentru } z = h \tag{16}$$

Rezolvarea cîmpului în domeniul D revine în principal la găsirea expresiei potențialului magnetic vector $\bar{A}$ care verifică ecuația (12) și condițiile la limită (14) și (16), inducția magnetică $\bar{B}$ și intensitatea cîmpului magnetic $\bar{H}$, rezultînd prin derivare.

Determinarea inducției magnetice la suprafața indusului

Modelul matematic definit prin (12) și condițiile (14) și (16), presupune cunoașterea componentei B_z sau a potențialului $\bar{A}$ pentru $z = 0$. Prin aceste date se transmite, în soluția cîmpului, regimul de excitație impus de către sursele inductorului.

Dacă s-ar pleca direct de la o distribuție determinată experimental, ar fi necesară evitarea introducerii altor ipoteze cerute de calculul analitic al lui $B_z(x, 0)$.

Pentru dezvoltarea unei metode de calcul, bazată pe sursele de excitație, deci de interes practic se adoptă metoda transformării conforme.

Ipotezele de calcul sînt:

— lungimea polului infinită

— întrefierul $\delta \leqslant 0{,}5$ a

— permeabilitatea magnetică a materialului feromagnetic, infinită.

Domeniul de studiu în planul complex ζ respectiv W, este cel din figura 3.

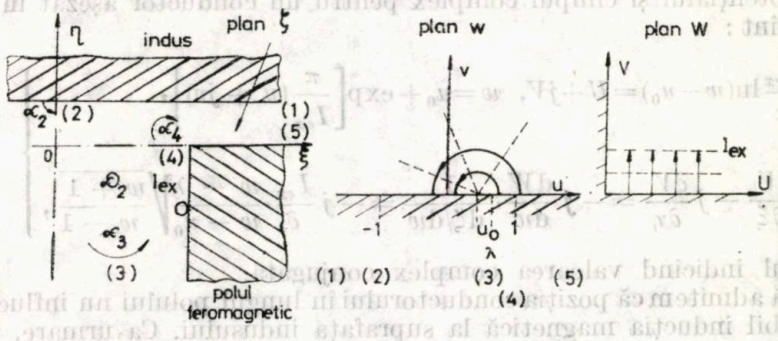


Fig. 3 — Domeniul de studiat în planele (ξ, w, W).

Aplicînd transformarea Schwartz — Christoffel, domeniul D_2 din ζ, devine semiplanul superior în w:

$$\frac{d\xi}{dw} = C \prod_{k=1}^{n} (w - u_k)^{-\mu_k}, \quad \text{cu} \quad \mu_k = \frac{\alpha_k}{\pi} \tag{17}$$

Urmînd conturul domeniului D_2, (1, 2, 3, 4), se constată că valorile lui α_k corespunzînd la $u = -1$, λ, 1, sînt respectiv $\pi/2$, π, $-\pi/2$.

Avem deci:

$$\zeta = C_1 \int \frac{\sqrt{w-1}}{(w-\lambda)\sqrt{w+1}}\, dw + C_2 \tag{18}$$

Prin integrare se găsește:

$$\zeta = -C_1 \left[j\frac{\pi}{2} + \ln(w - \sqrt{w^2-1}) + \right.$$

$$\left. + \sqrt{\frac{1+\lambda}{1-\lambda}} \left(\frac{\pi}{2} - j\ln(w' - \sqrt{w'^2-1}) \right) \right] + C_2,$$

cu (19)

$$\zeta = \xi + j\eta, \quad w = u + jv, \quad w' = -\frac{\lambda w + 1}{w + \lambda}$$

Determinarea constantelor C_1, C_2 și λ se face scriindu-se corespondența celor două planuri ζ și w pentru vîrfurile (1), (3) și (4).

Se obține :

$$\zeta = \left(\frac{\tau}{2} - a\right)\left[\frac{j}{\pi}\ln(w' - \sqrt{w'^2-1}) - \frac{\delta}{\pi}\ln(w - \sqrt{w^2-1})\right], \quad (20)$$

unde w' este dat de (19) și

$$\lambda = \frac{(1-g_1)^2 - 4g_2^2}{(1-g_1)^2 + 4g_2^2} < 1 \quad (21)$$

Potențialul și cîmpul complex pentru un conductor așezat în $w_0 = U_0$ sînt :

$$\left.\begin{aligned} W &= \frac{I_{ex}}{\pi}\ln(w-u_0) = U + jV, \quad w = u_0 + \exp\left[\frac{\pi}{I_{ex}}(u+jv)\right], \\ H^* &= \frac{\partial V}{\partial \xi} - j\frac{\partial V}{\partial \eta} = -j\frac{\mathrm{d}W}{\mathrm{d}w}\cdot\frac{1}{\mathrm{d}\zeta/\mathrm{d}w} = -j\frac{I_{ex}}{\partial}\cdot\frac{w-\lambda}{w-u_0}\sqrt{\frac{w+1}{w-1}}, \end{aligned}\right\} \quad (22))$$

asterixul indicînd valoarea complex conjugată.

Să admitem că poziția conductorului în lungul polului nu influențează apreciabil inducția magnetică la suprafața indusului. Ca urmare, îl vom considera la baza polului unde $u_0 = \lambda$.

Observînd că inducția la $\xi = \infty$ corespunde celei de la mijlocul polului $B_0 = \mu_0 \cdot I_{ex}/\delta$, cu (20), și (22), cîmpul la suprafața indusului $\Gamma = 0$, $u < 0$, $|u| \geqslant 1$, devine :

$$H_\xi = 0, \quad H_\eta = \mu_0^{-1} B_{z0}, \quad B'_{z0} = \frac{B_{z0}}{B_0} = \sqrt{\frac{|u|-1}{|u|+1}} \quad (23)$$

Distribuția (23) este valabilă cu condițiile restrictive :

$$\left.\begin{aligned} &g_1 \geqslant 4g_2 \text{ (ipoteza } \delta \leqslant 0{,}5\ a), \\ &0 < g_2 < 0{,}5(1-g_1) \text{ sau } \lambda > 0, \end{aligned}\right\} \quad (24)$$

care sînt întotdeauna practic satisfăcute. Coordonata x' la suprafața indusului se obține cu corespondența (20) între planul (x, z) și (ξ, η) :

$$x' = \frac{x}{\tau} = \frac{1}{2} - \xi' = \frac{1}{2} - \frac{1-g_1}{2\pi}\arccos\frac{1-\lambda|u|}{|u|-\lambda} + \frac{g_2}{\pi}\ln(u - \sqrt{u^2-1}) \quad (25)$$

Utilizarea relațiilor (23), (25) devine dificilă, din cauza formei transcendente a ecuației (25).

De aceea este obligatoriu să se plece de la variabila u pentru a calcula pe x' și B'_{z0}.

Considerînd șirul de valori date pentru u :

$$(|u_i|) = \left\{\infty ;\ \mathrm{ch}\,2\pi ;\ \frac{\sqrt{2}-\lambda}{\sqrt{2}\lambda - 1};\ \frac{1}{\lambda};\ \frac{\sqrt{2}+\lambda}{\sqrt{2}\lambda+1};\ 1\right\}, \quad (26)$$

cu relațiile (25) și (23), se determină:

$$\left.\begin{aligned} x'_1 &= 0\,;\; x'_2 = \frac{g'_1}{2} - 2g_2 + \frac{1-g_1}{2\pi}\operatorname{arctg}\frac{\sqrt{\lambda^2+(1-\lambda^2)\operatorname{ch}^2 2\pi}}{\operatorname{ch}2\pi - 1}\,; \\ x'_3 &= \frac{g_1}{2} - g_2 + \frac{1-g_1}{2\pi}\operatorname{arctg}\frac{\sqrt{\lambda^2+(1-\lambda^2)\operatorname{ch}^2\pi}}{\operatorname{ch}\pi - 1}\,; \\ x'_4 &= \frac{1+3g_1}{8} - \frac{g^2}{\pi}\ln\frac{\sqrt{2}\,\lambda - 1}{\sqrt{2}-\lambda-\sqrt{1-\lambda^2}}\,; \\ x'_5 &= \frac{1+g_1}{4} - \frac{g_2}{\pi}\ln\frac{\lambda}{1-\sqrt{1-\lambda^2}}\,; \\ x'_6 &= \frac{3+g_1}{8} - \frac{g_2}{\pi}\ln\frac{\sqrt{2}\,\lambda+1}{\sqrt{2}+\lambda-\sqrt{1-\lambda^2}}\,;\quad x'_7 = \frac{1}{2}\,; \end{aligned}\right\} \tag{27}$$

$$(B'_{z0,i}) = \left\{1\,;\sim 1\,;\sqrt{\frac{\operatorname{ch}\pi - 1}{\operatorname{ch}\pi + 1}}\,;\frac{2g_2}{1-g_1}\cdot\frac{1}{\sqrt{2}-1}\,;\right.$$
$$\left.\frac{2g_2}{1-g_1}\,;\frac{2g_2}{1-g_1}(\sqrt{2}-1)\,;0\right\} \tag{28}$$

Experimentările pentru determinarea distribuției inducției magnetice $B_z(x, 0)$ în regim static la un cuplaj cu poli aparenți au arătat că aceasta este constantă în intervalul $x \in [-a, a]$ pentru a descrește brusc la zero.

În fig. 4 este prezentată atît curba experimentală cît și cea obținută prin aplicarea metodei transformării conforme prezentate mai sus.

Datorită simetriei sistemului, distribuția B'_{z0} este o funcție pară cu coeficienți impari:

$$B'_{z0} = \sum_{n=1,3\ldots} C_{0n}\cos\pi n x' \tag{29}$$

Analiza armonică a acesteia conduce la rezultatul:

$$C_{0n} = 4\int_0^{0,5} B'_{z0}\cos\pi n x'\,\mathrm{d}x', \tag{30}$$

Situînd distribuția B'_{z0} între x'_i și x'_{i+1} pe o dreaptă, analiza armonică din (30) conduce la rezultatul:

$$C_{0n} = \left(\frac{2}{\pi n}\right)^2 \sum_{i=2}^{6} \frac{B'_{z0,i+1} - B'_{z0,i}}{x'_{i+1} - x'_i}(\cos\pi n x'_{i+1} - \cos\pi n x'_i) \tag{31}$$

Distribuţia la $z = 0$ cerută de (14) este astfel determinată, întrucît B_0 este un parametru de excitaţie dat de relaţia (4).

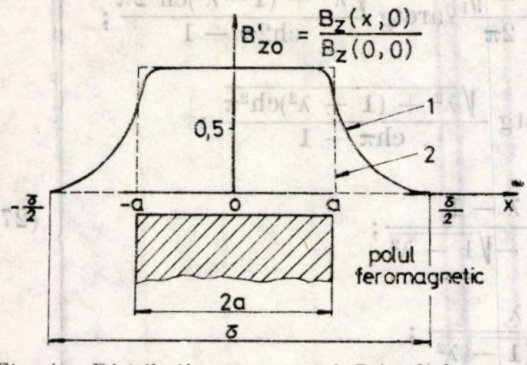


Fig. 4 — Distribuţia componentei $B_z(x, 0)$ la suprafaţa indusului.

Calculul primei armonice pentru cele două distribuţii, cu $g_1 = \frac{2a}{\tau} = 0{,}8689$. (fig. 4) dă :

$$C_{01} = \frac{B_{z1}}{B_0} = 1{,}2118$$ pentru distribuţia 1, respectiv :

$$C_{01} = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\pi g_1}{2} = 1{,}1867$$

pentru distribuţia 2, eroarea relativă fiind 2,06 %.

Concluzii

Lucrarea prezintă o metodă analitică de determinare a inducţiei magnetice la suprafaţa indusului cuplajelor cu curenţi turbionari.

Metoda poate fi aplicată la o clasă mult mai largă de cuplaje electromagnetice asincrone, avantajele aplicabilităţii acesteia constînd în faptul că permite determinarea şi reprezentarea grafică a inducţiei magnetice cu erori relative mici faţă de distribuţia obţinută experimental.

BIBLIOGRAFIE

1. *Bloxham, D. A., Wright. M. T., Eddy*, Current Coupling as an industrial, variable speed drive., Proceedings IEE, vol. 119 (8) 1972.
2. *Davies, E. J.*, General Theory of Eddy, Current Couplings and Brakes, Proceedings IEE, vol. 113 (5) 1966.
3. *Kuznețov N. I.*, Încercările şi exploatarea cuplajelor asincrone cu alunecare, Gosenergoizdat 1959.
4. *Leilezon Ia. I.*, Cuplaje electromagnetice cu alunecare, în materialele seminarului „Automatizarea instalaţiilor electrice" Institutul de cercetări tehnice, 1960.
5. *Prozdeev A. D., Rozman Ia. V.*, Cuplaje şi frîne electromagnetice cu indus masiv, 1965.
6. *Pulier I. M.*, Induction Electromechanical Elements for Computing and Remote Control Systems — Mashinostroenie — 1964.
7. *Vorobieva T. H.*, Cuplaje electromagnetice, 1960.

Détermination de l'induction magnétique à la surface de l'induit des couplages à courants tourbillonnaires, par la méthode de la transformation conforme.

On présente une méthode de détermination de l'induction magnétique à la surface de l'induit d'un couplage à courants tourbillonnaires.

Pour développer une méthode de calcul basée sur les sources d'excitation, on utilise la méthode de la transformation conforme.

On détermine et on représente la distribution de l'induction magnétique à la surface de l'induit.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

CENTRALE ELECTRICE

C. Z.: 532.5 : 517.4

FINITE ELEMENT ANALYSIS OF COUETTE FLOW WITH MIXED INTERPOLATION

CONSTANTIN BRĂTIANU*

Incompressible fluid flow simulation by use of finite element method in concurrence with Galerkin criterion is presented. Based on a velocity — — pressure formulation the present approach makes use of quadratic interpolation functions for velocity and linear interpolation functions for pressure.

Application is made to a Couette flow with one moving boundary and: a) negative pressure gradient, b) zero pressure gradient, and c) positive pressure gradient. Results agree favorably with the analytical solution.

Introduction

The purpose of this paper is to present a finite element analysis of steady state Couette flow by use of velocity-pressure formulation in conjuncture with Galerkin criterion [1, 3]. In order to overcome the effect of numerically induced decoupling phenomenon [4,5] we choose : a) quadratic interpolation functions for velocity and linear interpolation functions for pressure, and b) a triangular grid with a minimum of eight elements on the channel cross section. These above features contribute to substantially increase importance of internal nodes over the surface ones and thus to decrease the decoupling effect generated by imposing Dirichlet boundary conditions.

Consider a steady state, laminar flow between two parallel infinite plates with constant viscosity. The governing equations for this two-dimensional flow are :

Continuity :

$$\frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} = 0 \tag{1}$$

Momentum :

$$\frac{\partial P}{\partial x} = \mu\left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2}\right) \tag{2}$$

$$\frac{\partial P}{\partial y} = \mu\left(\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2}\right) \tag{3}$$

Manuscript received 27 January 1981
* Assistant Professor, Department of Power Engineering,

where u and v represent velocity components along x and y axes, respectively; P represents the pressure term, and μ is the viscosity coefficient. For closure of the system one needs to specifiy the boundary conditions (figs. 1—4).

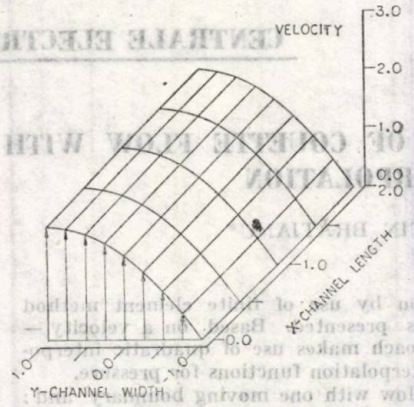


Fig. 1 Velocity profile for Couette flow with negative pressure gradient.

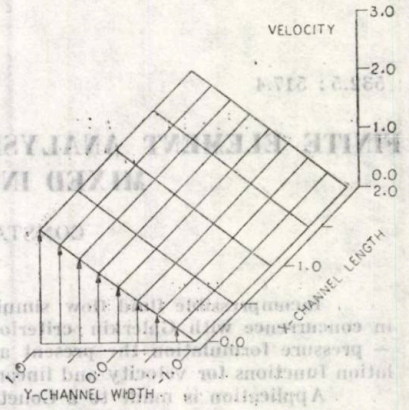


Fig. 2 Velocity profile for Couette flow with zero pressure gradient.

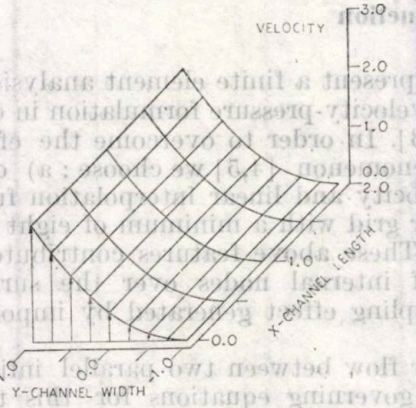


Fig. 3 Velocity profile for Couette flow with positive pressure gradient.

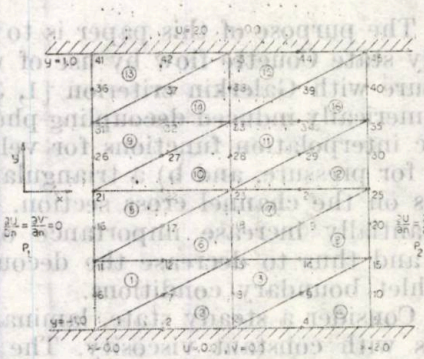


Fig. 4 Finite Element Domain.

2. Finite element formulation

The finite element method may be described as a systematic procedure through which any continuous function is approximated by a discrete model which consists of a set of valued of the given function at a finite number of points in its domain, together with piecewise approximations of the function over a finite number of subdomains. These subdomains are called *finite elements*, and the local approximation of the function over each finite element is uniquely defined in terms of the discrete values of the function at the finite number of preselected points in its

domain. Thus ,to develop a finite element model of a given function we proceed as follows [6]:

1. A finite number of points are identified in the domain of the function, and the values of the function at these points are specified. We call these points *nodes* or *nodal points*.

2. The domain of the function is represented approximately as a collection of *finite elements*. Thus we consider the model of the actual domain as an assemblage of finite elements connected together apropriately at nodes on their boundaries.

3. The given function is approximated locally over each finite element by continuous functions which are uniquely defined in terms of the values of the function (and possibly of the values of its derivatives up to a certain order) at the nodal points belonging to each element.

4. Writing down the governing equations we would like to solve in terms of their finite element approximations we get a new system of equations whose unknowns are represented by nodal values of the domain.

5. Solution to this finite element system of equations is obtained by use of the available numerical techniques. One of the most versatile techniques is the method of weighted residuals [7]. According to this technique weighting functions are chosen in such a way that the *residual* obtained from the approximation process presented above, is required to vanish in some average sense over each element domain.

6. When the weighting functions are chosen to be the same as the approximating functions used in the first part of the process, this procedure is known as the *Galerkin method*.

For the problem at hand the channel domain Ω, bounded by the curve C was subdivided into six node-triangular elements. For any element e of this domain we select u^e, v^e, and P^e as basic dependent variables and interpolate them as follows:

$$u^e(x,\ y) = \sum_{i=1}^{6} N_i^u(x,\ y)u_i = [N^u]^T[u] \tag{4}$$

$$v^e(x,\ y) = \sum_{i=1}^{6} N_i^v(x,\ y)v_i = [N^v]^T[v] \tag{5}$$

$$P^e(x,\ y) = \sum_{i=1}^{3} N_i^P(x,\ y)P_i = [N^P]^T[P] \tag{6}$$

where N_i^u, N_i^v and N_i^P are the interpolation functions, which need not necessarily be of the same order. However, to simplify the algebraic manipulations we select $N_i^u = N_i^v = N_i$. The Galerkin procedure applied at node i of an isolated element becomes, in view of equations (1), (2), and (3):

$$\int_{\Omega^e} W_i \left[\mu \left(\frac{\partial^2 u^e}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v^e}{\partial y^2} \right) - \frac{\partial P^e}{\partial x} \right] dx\, dy = 0 \tag{7}$$

$$\int_{\Omega^e} W_i \left[\mu \left(\frac{\partial^2 v^e}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v^e}{\partial y^2} \right) - \frac{\partial P^e}{\partial y} \right] \mathrm{d}x\,\mathrm{d}y = 0 \tag{8}$$

$$\int_{\Omega^e} H_i \left(\frac{\partial u^e}{\partial x} + \frac{\partial v^e}{\partial y} \right) \mathrm{d}x\,\mathrm{d}y = 0 \tag{9}$$

where $W_i(x, y)$, and $H_i(x, y)$ are the weighting functions, which we take as :

$$W_i(x, y) = N_i(x, y) \quad \text{and} \quad H_i(x, y) = N_i^P(x, y) \tag{10}$$

For the triangular elements with six nodes, the interpolation functions for the velocity field can be expressed as functions of natural coordinates L_1, L_2, and L_3, [8] :

$$\begin{aligned} N_1 &= L_1^2 - L_1(L_2 + L_3) \\ N_2 &= 4L_1L_2 \\ N_3 &= L_2^2 - L_2(L_3 + L_1) \\ N_4 &= 4L_2L_3 \\ N_5 &= L_3^2 - L_3(L_1 + L_2) \\ N_6 &= 4L_1L_3 \end{aligned} \tag{11}$$

For the pressure field we chose liniar interpolation functions and nodal points at the vertices of the triangular elements. Therefore :

$$\begin{aligned} N_1^P &= L_1 \\ N_2^P &= L_2 \\ N_3^P &= L_3 \end{aligned} \tag{12}$$

If we integrate each term of equations (7), and (8) by parts, we get :

$$\int_{\Omega^e} \mu \left(\frac{\partial N_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial u^e}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial u^e}{\partial y} \right) \mathrm{d}x\,\mathrm{d}y - \int_{\Omega^e} \frac{\partial N_i}{\partial x} \times$$

$$\times P^e\,\mathrm{d}x\,\mathrm{d}y - \int_C N_i X^* \cdot \mathrm{d}s = 0 \tag{13}$$

$$\int_{\Omega^e} \mu \left(\frac{\partial N_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial v^e}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial v^e}{\partial y} \right) \mathrm{d}x\mathrm{d}y - \int_{\Omega^e} \frac{\partial N_i}{\partial y} P^e\,\mathrm{d}x\,\mathrm{d}y -$$

$$- \int_C N_i Y^*\,\mathrm{d}s = 0 \tag{14}$$

where the boundary terms are given by :

$$X^* = \mu \nabla u^e \cdot \bar{n} - n_x P^e$$
$$Y^* = \mu \nabla v^e \cdot \bar{n} - n_y P^e \tag{15}$$
$$\bar{n} = n_x \bar{i} + n_y \bar{j}$$

and $\bar{n}$ being the outward unit normal to boundary segment ds. When the approximations of equations (4), (5) and (6) are substituted into equations (9), (13) and (14), the matrix equations for the node i result. There are :

$$\left[\int_{\Omega e} \mu \left(\frac{\partial N_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial [N]^T}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial [N]^T}{\partial y}\right) dx\, dy\right][u] -$$
$$- \left[\int_{\Omega e} \frac{\partial N_i}{\partial x} [N^P]^T dx\, dy\right][P] = \left[\int_C N_i X^* \, ds\right] \tag{16}$$

$$\left[\int_{\Omega e} \mu \left(\frac{\partial N_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial [N]^T}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial [N]^T}{\partial y}\right) dx\, dy\right][v] -$$
$$- \left[\int_{\Omega e} \frac{\partial N_i}{\partial y} [N^P]^T \, dx\, dy\right][P] = \left[\int_C N_i Y^* \, dx\right] \tag{17}$$

$$\left[\int_{\Omega e} N_i^P \frac{\partial [N]^T}{\partial x} dx\, dy\right][u] + \left[\int_{\Omega e} N_i^P \frac{\partial [N]^T}{\partial y} dx\, dy\right][v] = [0] \tag{18}$$

Writing down these above equations for each element of the domain, and assembling them over all the domain Ω, we get a system of equations which can be put in the following matrix form :

$$\left[\begin{array}{c|c|c} r\times r & r\times r & r\times s \\ [A_1] & [0] & [A_2] \\ \hline r\times r & r\times r & r\times s \\ [0] & [A_1] & [A_3] \\ \hline s\times r & s\times r & s\times s \\ [A_4] & [A_5] & [0] \end{array}\right] \left[\begin{array}{c} r\times 1 \\ [u] \\ \hline r\times 1 \\ [v] \\ \hline s\times 1 \\ [0] \end{array}\right] = \left[\begin{array}{c} r\times 1 \\ [B_1] \\ \hline r\times 1 \\ [B_2] \\ \hline s\times 1 \\ [0] \end{array}\right] \tag{19}$$

where r and s represent the total number of nodes within the domain Ω at which velocity and pressure variables are defined, respectively. The

submatrix coefficients are given by:

$$A_{1ij} = \int_{\Omega^e} \mu \left(\frac{\partial N_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial N_j}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial N_j}{\partial y} \right) \mathrm{d}x \, \mathrm{d}y, \qquad \begin{matrix} i = 1, 2, \ldots, r \\ j = 1, 2, \ldots, r \end{matrix} \tag{20}$$

$$A_{2ij} = -\int_{\Omega^e} \frac{\partial N_i}{\partial x} N_j^P \, \mathrm{d}x \, \mathrm{d}y, \qquad \begin{matrix} i = 1, 2, \ldots, r \\ j = 1, 2, \ldots, s \end{matrix} \tag{21}$$

$$A_{3ij} = -\int_{\Omega^e} \frac{\partial N_i}{\partial y} N_j^P \, \mathrm{d}x \, \mathrm{d}y, \qquad \begin{matrix} i = 1, 2, \ldots, r \\ j = 1, 2, \ldots, s \end{matrix} \tag{22}$$

$$A_{4ij} = \int_{\Omega^e} N_i^P \frac{\partial N_j}{\partial x} \, \mathrm{d}x \, \mathrm{d}y, \qquad \begin{matrix} i = 1, 2, \ldots, s \\ j = 1, 2, \ldots, r \end{matrix} \tag{23}$$

$$A_{5ij} = \int_{\Omega^e} N_i^P \frac{\partial N_j}{\partial y} \, \mathrm{d}x \, \mathrm{d}y, \qquad \begin{matrix} i = 1,2, \ldots, s \\ j = 1,2, \ldots, r \end{matrix} \tag{24}$$

$$B_{1i} = \int_C N_i X^* \, \mathrm{d}s, \qquad i = 1,2, \ldots, r \tag{25}$$

$$B_{2i} = \int_C N_i Y^* \, \mathrm{d}s, \qquad i = 1,2, \ldots, r \tag{26}$$

We note that in writing down the equation (19), the subscript indices used in equations (20)—(26) must be adjusted accordingly to their location in the complete matrix $[A]$. Also we realize that the $[A]$ is a symmetric matrix.

3. Numerical solution.

For the problem at hand we chose a channel domain Ω defined by $x \in [0.0, 2.0]$ and $y \in [-1.0, 1.0]$, with solid boundaries on $y = -1.0$, $x \in [0., 2.0]$, and $y = 1.0$, $x \in [0.0, 2.0]$. We subdivided this domain into 16 triangular elements with a total number of nodal points of 45 (fig. 4). For simplicity of calculation the viscosity coefficient μ was taken one.

For computer implementation I developed a program called COUETTE, containing the following subroutines:

1. INDATA — a subroutine to read input data concerning: a) number of elements and nodes, b) global coordinates of nodes, c) type, number and value of boundary conditions, and d) relations between elements and their nodes. Also this subroutine provides a „check input data" part, by writing down all the values read from datafile.

2. INITIAL — a subroutine to initialize $A(I, J)$ and $B(I)$ matrices.

3. ELEMENT — a subroutine to generate the characteristic (stiffness) matrix of each element. It takes each submatrix $[A_i]$ from equation

(19) and calculatesall of its coefficients at element level ($r = 6$, $s = 3$). Use is made of the fact that some of these submatrices are symmetric.

4. EXPAND — a subroutine which assembles all the elements together over the channel domain Ω, by „expanding" element characteristic matrices into the the system characteristic matrix $[A]$.

5. BOUNDC — a subroutine which implements : a) Dirichlet boundary conditions by specifying velocity values on the boundaries $y = \pm 1.0$, and b) Newmann boundary conditions by calculating X^* and Y^* terms and introducing them in equations (25) (26), on the boundaries $x = 0.0$ and $x = 2.0$.

6. GAUSSE — a subroutine which solves the final system of equations by Gauss elimination procedure and scaled partial pivoting strategy.

7. OUTDATA — a subroutine which displays the results both numerically and graphically.

This above computer program was run using CYBER 74, one of Georgia Institute of Technology computing facilities. The results I have got agree favorably with those obtained directly from analytical solutions (computational precision is 10^{-6}). The graphical output obtained for the three problems taken into consideration is displayed in figures 1, 2, and 3.

Conclusions

A Galerkin-finite element method was used to obtain solutions for a steady channel flow with moving boundary and : a) negative pressure gradient, b) zero pressure gradient, c) positive pressure gradient. The method is based on the velocity-pressure formulation. For purpose of overcoming artificially induced decoupling effects in solving the fluid flow governing equations use was made of mixed interpolation procedure. Computed results agree fairly well with those obtained analytically.

Acknowledgements.

I would like to acknowledge the opportunity and the encouragement received for this research, while at School of Nuclear Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, U.S.A.

REFERENCES

1. *Taylor, C., Morgan, K., Brebbia, C. A.*, (eds.), "Numerical Methods in Laminar and Turbulent Flow", John Wiley and Sons, New York (1978).
2. *Zienkiewicz, O. C.*, "The Finite Element Method", 3d expanded and rev. ed., McGrow-Hill, London (1977).
3. *Gartling, D. K.*, "Recent Developments in the Use of Finite Element Methods in Fluid Dynamics", *Computing in Applied Mechanics*, AMD-vol. 18, 65—93 (1976).
4. *Hood, P., Taylor, C.*, "Navier-Stokes Equations Using Mixed Interpolations", in Oden, J. T. et al. (eds.), "Finite Element Methods, in Flow Problems", UAH Press, Huntsville (1974).
5. *Schneider, G. E., Raithby, G. D., Yovanovich, M, M.*, "Finite Element Analysis of Incompressible Fluid Flow Incorporating Equal Order of Pressure and Velocity

Interpolation", in Taylor, C. et al. (eds.), "Numerical Methods in Laminar and Turbulent Flow", John Wiley and Sons, New York (1978).
6. *Oden, J. T.*, "Finite Element of Nonlinear Continua", McGraw-Hill, New York (1972).
7. *Finlayson, B. A.*, "The Method of Weighted Residuals and Variational Principle", Academic Press, New York (1972).
8. *Huebner, K. H.*, "The Finite Element Method for Engineers", John Wiley and Sons, New York (1975).

Analiza cu elemente finite a curgerii Couette folosind interpolarea mixtă

Se prezintă simularea curgerii fluidelor incompresibile cu ajutorul metodei cu elemente finite și a criteriului Galerkin. Metoda prezentă se bazează pe formularea viteză-presiune, cu folosirea funcțiilor de interpretare cuadratice pentru viteză și a funcțiilor liniare pentru presiune.

Se fac aplicații pentru curgerea Couette cu un perete în mișcare și: a) gradient negativ de presiune, b) gradient zero de presiune și c) gradient pozitiv de presiune.

Rezultatele obținute concordă foarte bine cu soluția analitică.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

AUTOMATICA

C. Z.: 681. 3.04 : 621.9

SUR LA DETERMINATION DES POINTS NODAUX POUR L'USINAGE DE CONTOURNAGE A COMMANDE NUMERIQUE

RADU DOBRESCU*

A partir de quelques considérations sur l'approximation des courbes théoriques par un nombre optimal de segments de droite ou d'arcs de cercle, on établit un algorithme qui permet cette approximation, en respectant la précision requise et qui peut être utilisé dans le traitement externe des données.

1. Généralités

Les systèmes modernes d'usinage par machines-outils à commande numérique résolvent les problèmes de contournage par l'approximation de la trajectoire d'outil à l'aide de courbes simples (segments de droite, arcs de cercle, arcs de parabole), qui se réalisent facilement par des déplacements simultanes sur deux axes principaux des organes mobiles qui fournissent la trajectoire du point (de la ligne) d'interaction entre l'outil et la pièce. Un déplacement temporisé sur le troisième axe, quand la courbe se ferme dans le plan déterminé par les axes principaux assure le contournage en volume. Dans ce système, appelé couramment „à contournage en $2^{1/2}$ dimensions" la commande des organes mobiles est effectuée par un équipement spécialisé de commande numérique ou par un miniordinateur travaillant en système CNC [1], [2].

Dans les deux situations, l'algorithme principal de commande se résume à l'interpolation linéaire, circulaire et parfois parabolique entre deux points appelés points nodaux ou encore valeurs nodales [1].

La courbe théorique qui doit être usinée (le profil de la pièce) est donnée par l'une des manières suivantes :

a) analytiquement, quand elle est déterminée par une équation du type $F(x, y) = 0$

b) par points, les valeurs intermédiaires entre ces points ne présentent pas d'intérêt

c) graphiquement, quand on connaît seulement le dessin du profil.

Les cas général qui fait l'objet de cet article est le cas b). En vérité une courbe d'expression mathématique connue (cas a) est fournie par

Ouvrage reçu à la rédaction le 27 Février 1981
* Lecteur, Chaire d'Automatique

points par un ordinateur, et le cas c) se réduit à b) par un choix adéquat des points, directement sur le dessin.

La détermination des points nodaux est une opération laborieuse, qui se déroule dans la phase „off-line" du processus de traitement des données en respectant les conditions suivantes [3] :

1.1. Les points nodaux et les tronçons de courbes qui font leur jonction doivent se trouver dans une zone de tolérance imposé par la précision d'usinage.

1.2. Pour éviter le cumul des erreurs dû à l'usinage de plusieurs tronçons enlacés, les points nodaux doivent se trouver aux cotes qu'on peut atteindre sans erreur (par exemple des multiples entiers d'un pas d'avance quand l'entraînement se réalise par moteur pas-à-pas).

1.3. Le nombre des points nodaux doit être minimal.

La minimisation du nombre des valeurs numériques programmées retenues pour la définition de la courbe considérée simplifie sensiblement le programme d'usinage, tant par la réduction du temps réel de travail, que par une meilleure possibilité de correction pour le racordement des tronçons internodaux [4]. Les mêmes avantages se rencontrent dans le cas d'utilisation des interpolateurs du type analyseur différentiel arithmétique et dans celui d'utilisation d'un calculateur-interpolateur [5].

L'article présente un algortihme de détermination des points nodaux pour l'approximation par arcs de cercle et/ou segments de droite d'une courbe fournie par points, avec une précision imposée Δ.

2. Considérations sur l'approximation des courbes planes

2.1. Position du problème

Soit une courbe Γ, lisse ou lisse par portions ; pour M et N sur Γ, on note Γ_{MN} la portion de la courbe renfermée entre M et N, avec le sens de parcours associé de M à N.

Soit $\mathscr{D}$ une famille de courbes planes continues, avec la propriété qu'on peut définir, pour chaque courbe D, et pour chaque point P du plan π qui contient $\mathscr{D}$, la distance ρ de P à D, $\rho(P, D) = \overline{PP'}$ ou P' est la projection du point P sur D. Dans notre cas, $\mathscr{D}$ est la réunion de la classe des segments de droite et de la classe des arcs de cercle.

Definition 1.

M et N étant deux points sur Γ, et D une courbe de $\mathscr{D}$, on définit la distance de Γ_{MN} à D :

$$\mathrm{d}(M, N, D) = \max_{P \in \Gamma_{MN}} \rho(P, D)$$

Definition 2.

Une suite $D_i (i = 1, 2, \ldots, n)$ de courbes de $\mathscr{D}$, ayant chacune les extrémités A_i, B_i approche la courbe Γ entre deux points A et B, si les conditions suivantes sont satisfaites :

(2.1) $A_i, B_i \in \Gamma \qquad i = 1, 2, \ldots, n$

(2.2) $A_1 = A, \; B_n = B$

(2.3) $A_{i+1} = B_i$ (2)

(2.4) A_i et B_i sont disposés dans le sens de parcours AB

(2.5) $\mathrm{d}(A_i, B_i, D_i) \leqslant \Delta$, avec $\Delta > 0$ imposé.

Avec la notation $1(M, N) = \int_{\Gamma_{MN}} ds$, la condition (2.4) devient :

$1(A, B_i) > 1(A, A_i)$ et avec (2.3),

$1(A, A_j) > 1(A, A_i)$ et $1(A, B_j) > 1(A, B_i)$ pour tout $j > i$

On peut constater que (2.5) représente la condition (1.1) et que (2.1) représente la condition (1.2). Les conditions (2.2), (2.3), (2.4) assurent la continuité de l'approximation dans le sens de parcours choisi.

L'algorithme $\mathscr{A}$ de génération de la suite des courbes D_i sera :

a) $A_i = A$

b) entre A_i et B_i la courbe D_i satisfait aux conditions :

i) $B_i \in \Gamma$

ii) $\mathrm{d}(A_i, B_i, D_i) \leqslant \Delta$

iii) $1(A_i, B_i) = \max$

c) si $B_i \neq B$ on met $A_{i+1} = B_i$ et on reprend la régle par le point b), jusqu'à obtention de $B_n = B$.

On observe que l'algorithme présenté permet d'engendrer la suite des courbes D_i dans les conditions (2). Nous allons étudier maintenant la question de l'optimalité de cet algorithme au sens de la condition 1.3. Le raisonnement sera fait seulement pour l'approximation par segments de droite ; l'extension aux arcs de cercle est obtenue par un raisonnement similaire.

2.2. *L'approximation d'une courbe par un nombre optimal de segments*

Théorème.

„Si $n_{\inf}$ est le nombre des points d'inflexion de la courbe plane Γ, et n le nombre de segments de droite qui approchent Γ, obtenus par l'algorithme $\mathscr{A}$, alors par aucun autre algorithme on ne peut otbenir une approximation de Γ avec moins de $(n - n_{\inf})$ segments de droite.

Pour faciliter la démonstration on demontre quatre lemmes.

Lemme 1

Soit $D = \overline{MN}$ un tronçon qui approche Γ_{MN}, M et N sur Γ, et Γ_{MN} ne recoupe plus D en d'autres points. Alors pour chaque $M' \in \Gamma_{MN}$, $D' = \overline{M'N}$ approche $\Gamma_{M'N}$.

Demonstration (fig. 1).

Soit $p \in \Gamma_{MN}$

Alors $\rho(P, D') = \overline{PP'} < \overline{PP''} < \overline{PP'''}$ et $\mathrm{d}(M', N, D') = \max \rho_{P \in \Gamma_{MN}}(P', D)$ (q.e.d.)

Lemme 2

Si $M, N \in \Gamma$ et si Γ_{MN} recoupe le tronçon $D = \overline{MN}$ en p points autres que M et N, alors Γ_{MN} a au moins p points d'inflexion.

Démonstration (fig. 2).

Utilisant la définition des fonctions strictement convexes (strictement concaves) par rapport à une fonction linéaire, on trouve un changement de concavité pour chaque intersection (différente des deux extrémités) entre Γ et D; bien sûr, entre deux points d'intersection peuvent apparaître d'autres points d'inflexion.

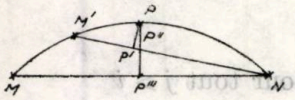


Fig. 1

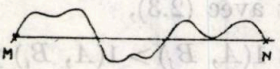


Fig. 2

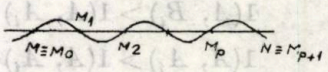


Fig. 3

Lemme 3.

Si $M, N \in \Gamma$, si $D = \overline{MN}$ approche Γ_{MN}, et si Γ_{MN} recoupe D en p points autres que M et N, alors quel que soit $A_1 \in \Gamma_{MB}$, il existe un entier $q \leqslant p + 1$ tel que l'extrémité B_q du tronçon D_q obtenu avec l'algorithme $\mathscr{A}$ en partant de A_1 dépasse N, c'est à dire : $1(M, B_q) \geqslant 1(M, N)$.

Démonstration.

Si $A_1 \in \Gamma_{NB}$, l'affirmation est évidente

Si $A_1 \in \Gamma_{MN}$, et $p = 0$. c'est le cas du lemme 1, et le lemme 3 est vérifié avec $q = 1$.

Si $A_1 \in \Gamma_{MN}$ et il éxiste $q \leqslant p + 1$ pour lequel $B_q = B$, la condition (2.4) est justement $1(M, N) \leqslant 1(M, B)$.

Si $A_1 \in \Gamma_{MN}$, mais $B_{p+1} \neq B$, alors soit M_i les points d'intersection de Γ_{MN} avec D, $(i = 1, 2, \ldots, p)$, avec $M_0 = M$ et $M_{p+1} = N$ (fig. 3). Si on trouve $i \in (0, 1, \ldots, p + 1)$ avec $A_1 = M_i$, alors au moins une droite peut être trouvée, $D_1 = \overline{A_1 N}$, qui approche Γ_{MN}, donc ou $B_1 = N$, ou bien B_1 dépasse N : $1(M, B_1) \geqslant 1(M, N)$ et le lemme 3 se vérifie avec $q = 1$.

Maintenant, soit i', $1 \leqslant i' \leqslant p + 1$, tel que $A_1 \in \Gamma_{M_{i'-1}M_{i'}}$, le tronçon $\overline{M_{i'-1}M_{i'}}$ approche $\Gamma_{M_{i'-1}M_{i'}}$ et $\Gamma_{M_{i'-1}M_{i'}}$ ne coupe plus $\overline{M_{i'-1}M_{i'}}$. En conformité avec le lemme 1, $\overline{A_1 M_{i'}}$, approche $\Gamma_{A_1 M_{i'}}$, donc : $1(A_1, B_1) \geqslant (A_1, M_{i'})$ et $1(M, B_1) \geqslant 1(M, M_{i'})$.

Avec $B_1 \in \Gamma_{M_{i''-1}M_{i''}}$ et en répétant le même raisonnement par extension jusq'à $i^{(q)} = p + 1$ on obtient : $1(M, B_q) \geqslant 1(M, M_{p+1}) = 1(M, N)$

(q.e.d)

Lemme 4

Si $M, N \in \Gamma$, si $D = \overline{MN}$ approche Γ_{MN} et si Γ_{MN} a p points d'inflexion, alors pour tout $A_1 \in \Gamma_{MB}$, il existe un entier $q \leqslant p + 1$ tel que l'extrémité B_q du segment D_q donné par l'algorithme $\mathscr{A}$ dépasse N : $1(M, B_q) \geqslant 1(M, N)$.

Démonstration

Soit p' le nombre des points d'intersection de Γ_{MN} et D, autres que M et N. D'après le lemme 2,0 $\leqslant p' \leqslant p$ et d'après le lemme 3, on peut trouver $q \leqslant p' + 1$ qui satisfait la condition requise, donc $q \leqslant p + 1$.

(q.e.d.)

Démonstration du théorème.

Soit $D_1, D_2, \ldots, D_n$ les n segments de droite qui approchent Γ, trouvés par l'algorithme $\mathscr{A}$. Supposant l'existence d'un autre ensemble $D'_1, D'_2, \ldots, D'_m (m \leqslant n - n_{\text{inf}} - 1)$ qui approche Γ, soit $p_i \geqslant 0$ le nombre de points d'inflexion entre A'_i et B'_i de la courbe et $A'_i = A_1 = A$ (condition 2.2).

Conformément au lemme 4, $q_1 \leqslant p_1 + 1$ ainsi que B_{q_1} dépasse B'_1 ; en répétant le procédé on trouve $q_1, q_2, \ldots, q_m$ ainsi que :

$$l(A, B_{q_1+q_2+\ldots+q_m}) \geqslant l(A, B'_m)$$

Mais

$$q_1 + \ldots + q_m \leqslant (p_1 + 1) + \ldots + (p_m + 1) = m + \sum_{i=1}^{m} n_i \leqslant m + n_{\text{inf}}$$

Donc $1(A, B_{m+n_{\text{inf}}}) \geqslant 1(A, B'_m)$ et comme $m + n_{\text{inf}} \leqslant n - 1$, il suit : $1(A, B'_m) \leqslant 1(A, B_{n-1}) < 1(A, B)$ et en conséquence on ne peut pas approcher avec moins de $n - n_{\text{inf}}$ segments de droite.

Conclusion. L'algorithme $\mathscr{A}$ donne une solution sous-optimale en ce qui concerne le nombre de segments, mais la différence avec la solution optimale est au maximum n_{inf} segments. Comme pour les courbes usuelles rencontrées dans l'usinage le nombre de points d'inflexion est réduit, on peut considérer la solution proposée comme satisfaisante.

3. Algorithme d'approximation des courbes planes par segments de droite et arcs de cercle

3.1. L'algorithme principal

Considérons une courbe Γ donnée par un ensemble de points $\mathscr{P} = \{P_i (i = 1, 2, \ldots, N_{\max})\}$ de coordonnées (x_i, y_i). L'algorithme principal permet la détermination de l'arc de cercle (segment de droite) qui peut approcher une portion de la courbe donnée en satisfaisant la condition de tolérance, partant du point initial et ayant l'autre extrémité sur Γ au point situé à la distance maximale (mesurée sur la courbe) du point initial.

Comme on peut établir une biunivocité entre les ensembles $\mathscr{N} = \{1, \ldots, N_{\max}\}$ et $\mathscr{P} = \{P_1, \ldots, P_{N_{\max}}\}$ le problème principal peut être formulé comme suit :

Etant donné $n_1 \in \{1, \ldots, N_{\max}\}$ trouver le plus grand $n_2 \in \{1, \ldots, N_{\max}\}$ pour lequel existe un arc de cercle (ou un segment de droite) qui passe par P_{n_1} et P_{n_2} et approche Γ entre ces deux points.

On résoud le problème par une recherche à pas variable de la valeur n du point P_n qui représente la deuxième éxtrémité. On estime une valer n' et on vérifie si on a un arc (un segment) qui passe par P_{n_1} et $P_{n'}$, et satisfait les conditions d'approximation. Si c'est vrai, on refait les calculs avec $n'' = n' + \delta$ et puis en général avec $n^{(k)} = n^{(k-1)} + 2(k-1)\delta$ jusqu'à ce qu'on trouve le premier point qui ne vérifie plus les conditions imposées. On obtient une suite croissante : n', n'', ..., a, b.

Si le point estimé au commencement ne satisfait pas les conditions imposées, le procédé de recherche se déroule en sens inverse, avec la formule de récurrence : $n^{(k)} = n^{(k+1)} - 2(k-1)\delta$ et on obtient la suite décroissante n', n'', ..., b, a.

Dans les deux cas, on obtient les points a, b, tels que P_a vérifie les conditions imposées et P_b ne les vérifie pas. Ensuite on recommence une recherche entre les valeurs a, b par la méthode de la „section d'or" avec la formule approximative : $n = a + 0{,}6(b-a)$. Si le nouveau point P_n vérifie les conditions, on remplace a par n ; dans le cas contraire on remplace b par n, et le procédé jusqu'à ce que $b - a = 1$. Alors on assigne la valeur a à n_2 et le tronçon de courbe recherché a les éxtrémités n_1 et n_2.

L'algorithme est présenté à la figure 4.

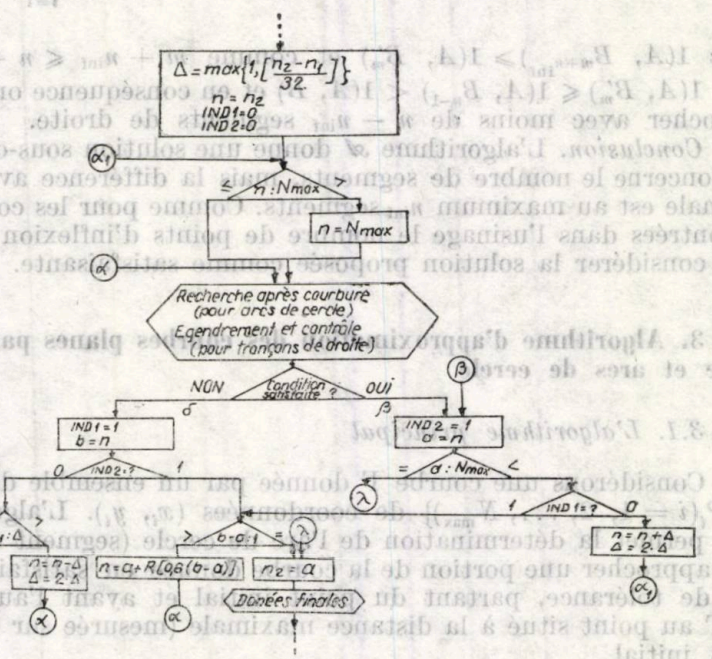


Fig. 4

3.2. Le contrôle des points P_n.

Dans le cas où la courbe donnée par points est approchée par segments de droite, le contrôle réside dans le calcul des distances des points $P_i (i = n_1, n_1 + 1, \ldots, n)$ au tronçon et leur comparaison avec Δ. Comme

la possibilité que la condition $d \leqslant \Delta$ soit violée d'accroît pour les points situés vers la moitié de la distance P_{n_1}, P_n, on commence par là le contrôle. Dans ce but on utilise deux indices de contrôle :

$$i_1 = \frac{n_1 + n - 1}{2} \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{n_1 + n - 1}{2} + 1 \tag{3}$$

On vérifie alternativement $\mathrm{d}(P_{i_1})$ et $\mathrm{d}(P_{i_2})$. Si la condition $d \leqslant \Delta$ est respectée, on reprend la vérification avec i_2 augmenté d'une unité et i_1 diminué d'une unité pour tous les points entre P_{n_1} et P_n. Le contrôle s'arrête de P_n sera invalidé si la condition ne se vérifie pas.

L'algorithme est présenté à la figure 5.

Dans l'approximation par arcs de cercle, puisque par deux points passe une infinité de cercles, une recherche supplémentaire fondée sur la courbure s'impose. Un arc sera caractérisé par ses extrémités (P_{n_1} et P_n) et par sa courbure, définie comme l'inverse du rayon, positive si l'arc est convexe* et négative si l'arc est concave*. Associant le signe + à une rayon d'arc convexe et le signe − à un rayon d'arc concave on a $R = 1/C$ et ainsi la distance d'un point à un cercle contient aussi l'information sur la position du point par rapport au cercle.

Alors, la condition d'approximation de la courbe $\Gamma_{P_{n_1}P_n}$ par l'arc $\overset{\frown}{P_{n_1}P_n}$ est :

$$-\Delta \leqslant \mathrm{d}p_i \leqslant \Delta$$
$$i = n_1,\ n_1 + 1,\ \ldots,\ n \tag{4}$$

Pour assurer une précision de calcul adéquate pour des rayons très grands on utilise pour la distance d du point M_0 à l'arc de cercle de courbure C qui passe par M_1 et M_2 :

$$\alpha = \alpha C + \beta\sqrt{1 - \gamma C^2} \tag{5}$$

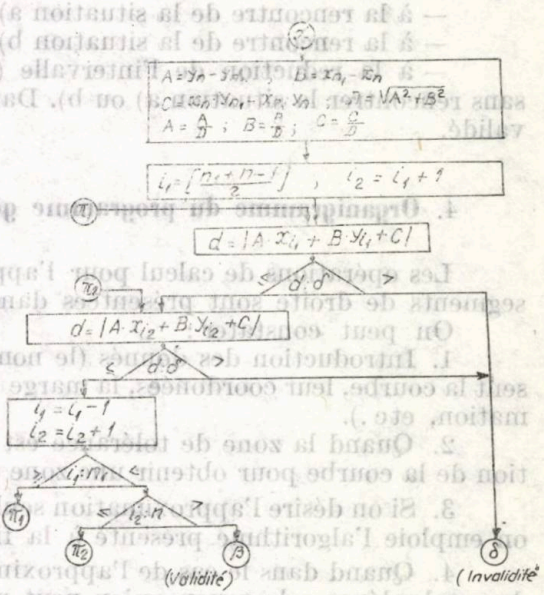


Fig. 5

où α, β, γ, sont constantes qui dépendent des coordonées des trois points et du centre du cercle. La relation (5) est valable pour les segments de droite, avec $C = 0$.

* L'arc est considéré comme convexe (concave) si le centre du cercle qui le contient se trouve à gauche (à droite) relativement au sens de parcours

Le contrôle de la condition (4) se réalise avec l'algorithme présenté dans la figure 6,.similaire à celui qui fait l'approximation par segments de droite et donc utilisant les mêmes indices (relation 3).

On peut distinguer quatre situations :

a) La condition (4) est respectée en tous les points P_i, donc l'arc de cercle vérifie les conditions d'approximation.

b) Il y a des points où $d > \delta$ et d'autres points où $d > \delta$, donc on ne peut pas trouver un arc satisfaisait.

c) Il y a des points qui ne vérifient pas la condition (4), mais seulement avec $d > \delta$.

d) Il y a des points qui ne vérifient pas la condition (4), mais seulement avec $d < \delta$.

Dans les cas *c*) est *d*) on peut trouver d'autres arcs avec une courbure plus grande (cas *c*) ou plus petite (cas *d*) qui approchent corectement la courbe. L'algorithme de recherche du rayon avec le conditions mentionées est présenté à la figure 7.

La recherche s'effectue par estimation initiale de la courbure, recherche à pas variable jusqu'à détermination d'une courbure C_1 (cas *c*) et d'une courbure C_2 (cas *d*) et enfin recherche par la formule approximative $C = C_1 + 0{,}6(C_2 - C_1)$. La recherche est terminée dans l'un de cas suivants :

— à la rencontre de la situation a), le point P_n étant validé ;

— à la rencontre de la situation b), le point P_n étant invalidé ;

— à la reduction de l'intervalle (C_2, C_1) jusqu'à $C_2 - C_1 < \varepsilon_{im/2}$, sans rencontrer la situation a) ou b). Dans ce cas aussi le point P_n est invalidé.

4. Organigramme du programme général. Conclusions.

Les opérations de calcul pour l'approximation par arcs de cercle et segments de droite sont présentées dans l'organigramme de la figure 8.

On peut constater :

1. Introduction des donnés (le nombre N_{max} de points qui fournissent la courbe, leur coordonées, la marge de tolérance, le type de l'approximation, etc.).

2. Quand la zone de tolérance est asymétrique, on fait une correction de la courbe pour obtenir une zone de tolérance symétrique.

3. Si on désire l'approximation seulement par des segments de droite on emploie l'algorithme présenté à la figure 5.

4. Quand dans le cas de l'approximation par arcs de cercle le rayon du cercle dépasse le rayon qu'on peut usiner, on approche cette portion de la courbe par un segment de droite.

5. Pendant le calcul aux points 4 et 3, on détermine pour chaque segment ou arc les données nécessaires pour l'usinage (distance, pente rayon, angle, etc.) et on les prépare sur ruban perforé en cod ISO ou EIA.

6. Le calcul est fini quand le point $P_{N_{max}}$ est atteint.

En ce qui concerne les machines -outils qui ont la possibilité d'exécuter le contournage tant par interpolation linéaire que par interpolation circulaire, on recommande l'approximation par arcs de cercle, tant que

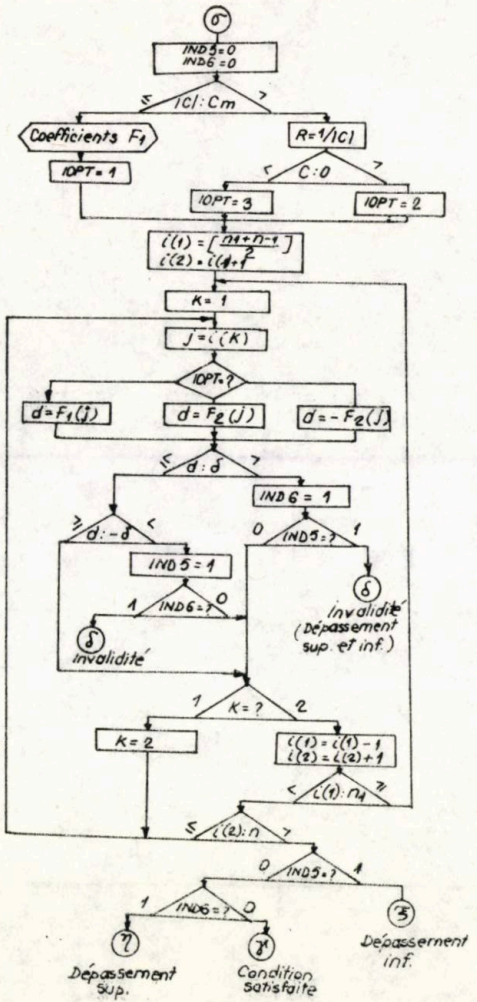


Fig. 6

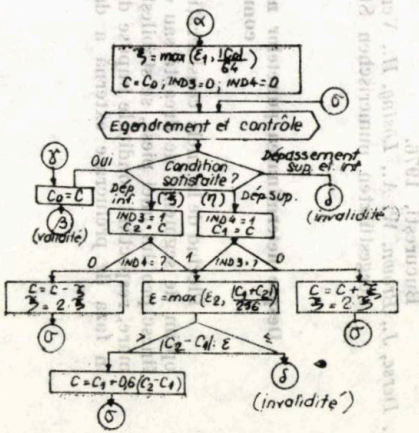


Fig. 7

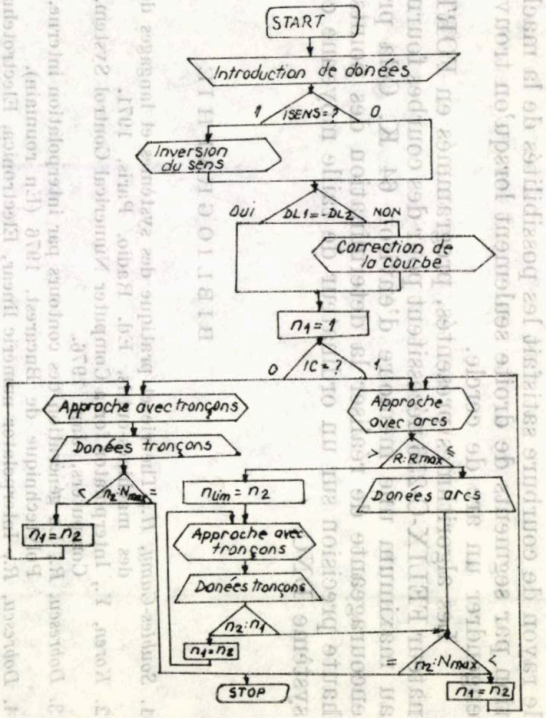


Fig. 8

le rayon de courbure satisfait les possibilités de la machine et approximation par segments de droite seulement lorsqu'on trouve que l'on ne peut engendrer un arc de cercle.

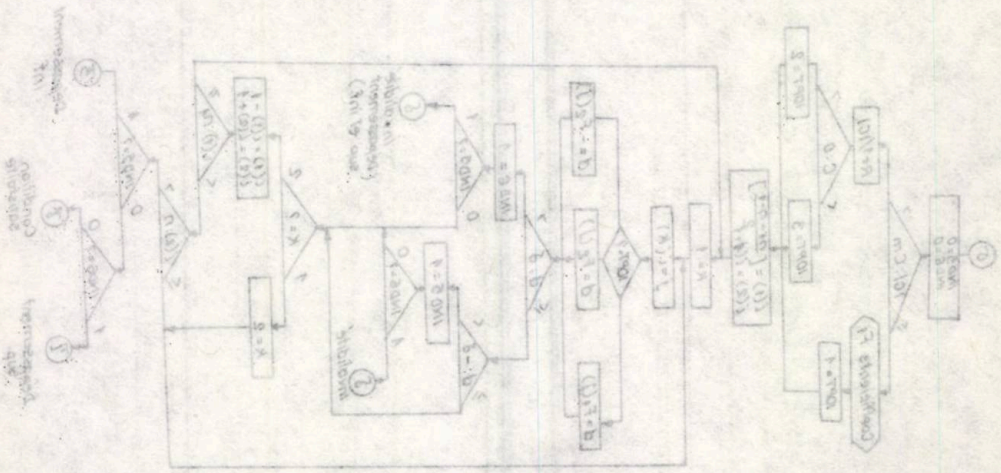
Les algorithmes présentés, programmés en FORTRAN sur un ordinateur FELIX-C-256 nécessitent pour des courbes fournies par 1800 points au maximum une mémoire d'environ 64 K. Cela prouve la possibilité encourageante de réaliser la determination des points nodaux avec une haute precision sur un ordinateur de taille moyenne compatible avec un système DNC.

BIBLIOGRAPHIE

1. *Soubies-Camy, H.*, Théorie et pratique des systèmes et langages de commande numérique des machines-outils, Ed. Radio, Paris, 1971.
2. *Koren, Y.*, Interpolator for a Computer Numerical Control System, IEEE Transactions on Computers, Jan. 1976.
3. *Dobrescu, R.*, La génération des contours par interpolation interne, Ph. D. Thesis, Institut Polytechnique de Bucarest, 1976 (En roumain).
4. *Dobrescu, R.*, Interpolator numeric linear, Electronica, Electrotehnica, Automatica, no. 1, București, 1976.
5. *Derse, J., Brown, W. A., Lösing, H.*, Verbesserte Verfahren zur Bahninterpolation in rechnergestützten numerischen Steuerungen, Regelungstechnik, Heft 9, 1977.

Despre determinarea punctelor nodale pentru prelucrări de conturare cu comanda numerică

Plecînd de la unele considerații referitoare la aproximarea printr-un număr optim de segmente de dreaptă sau de arce de cerc a curbelor teoretice care definesc profilul unei piese, se stabilește un algoritm care permite această aproximare, respectînd condițiile impuse de precizie și care poate fi utilizat cu succes în faza de prelucrare externă a datelor.



BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

C. Z.: 62. 52
62. 501

ON MULTIVARIATE, PERSISTENTLY EXCITING SIGNALS

PETRE STOICA*

The aim of this paper is to investigate if some well-known and frequently used properties of univariate persistently exciting signals have straightforward extensions to multivariate signals.

1. Introduction

The concept of persistently exciting (PE) signal has been introduced in close connection to the consistency analysis of various identification methods, e.g. [1]. As is well known a necessary condition for consistency of most estimation procedures is that the input signal applied to the identified system is PE of a certain order. Some key results on univariate PE signals, which have been frequently used in proving consistency of identification methods, e.g. [3], [4], [5], can be found in [2]. It is an interesting question if similar results hold also for multivariate signals. The aim of this paper is to investigate to some extent this problem. The obtained results may be useful in analysing the consistency properties of multivariable-system identification methods.

2. Preliminaries

Let $u(t)$ be a vector-valued, discrete-time signal of dimension $nu \times 1$. Following [1] we shall say that $u(t)$ is PE of order n if and only if

$$\lim_{N\to\infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^{N} u(t) = \bar{u} \quad \text{exists and}$$

$$\lim_{N\to\infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^{N} \begin{bmatrix} u(t-1) - \bar{u} \\ \vdots \\ u(t-n) - \bar{u} \end{bmatrix} [\{u(t-1)-\bar{u}\}^T \ \ldots \ \{u(t-n) - \bar{u}\}^T] \qquad (2.1)$$

exists and is a positive definite matrix.

Manuscript received 10 June 1980
* Lecturer, Dept. Automatic Control

For a fairly large class of stochastic signals the limits in (2.1) can be replaced by the expectation operator E cf., e.g., [6]. Furthermore let us consider for simplicity of notation that the ergodic stochastic process $u(t)$ has zero-mean. Then $u(t)$ is PE of order n if and only if the following matrix :

$$R_u(n) = E\begin{bmatrix} u(t-1) \\ \vdots \\ u(t-n) \end{bmatrix} [u(t-1)^T \ \dots \ u(t-n)^T] \tag{2.2}$$

is positive definite.

Remark : Note that, irrespective of the value $Eu(t)$, if $u(t)$ is PE of order n then $R_u(n) > 0$. However the converse is not necessarilly true, i.e. $R_u(n) > 0$ does not automatically imply that $u(t)$ is PE of order n, unless $Eu(t) = 0$.

Two key properties of univariate ($nu = 1$) PE signals are the following [2] :

i) $u(t)$ is PE of order n if and only if its spectral density, $\Phi_u(\omega)$ is non-zero for at least n values of ω.

ii) Let $h(q^{-1})$ be a rational, asymptotically stable filter without any zero on the unit circle. Then the signal $y(t) = h(q^{-1})\ u(t)$ is PE of order n if and only if $u(t)$ is PE of order n.

Clearly ii) is a simple consequence of i). However ii) can be also proved without a direct reference to i), see lemma 3.4 below where a slightly more general situation is analysed.

It is interesting to investigate if the above properties hold for multivariate signals as well. This problem is examined to some extent in the next section.

3. Main results

Introduce the notations

$$g^T = [g_1^T \ \dots \ g_n^T]$$

where g_i is a $nu \times 1$ — vector, $i = 1, \dots, n$, and $G(z) = g_1 + g_2 z + \dots g_n z^{n-1}$

Let us consider the following equation

$$0 = g^T R_u(n) g = E[G(q^{-1})^T u(t)]^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} G^T(e^{i\omega}) \Phi_u(e^{i\omega}) G(e^{-i\omega}) \mathrm{d}\omega \tag{3.1}$$

where $\Phi_u(e^{i\omega})$ is the spectral density matrix of $u(t)$. Since $\Phi_u(e^{i\omega})$ is non-negative definite for all ω, (3.1) is equivalent to

$$\Phi_u(e^{i\omega})G(e^{i\omega}) \equiv 0 \tag{3.2}$$

The signal $u(t)$ is PE of order n if and only if (3.2) implies $G(e^{i\omega}) \equiv 0$. Thus, the necessary and sufficient condition for $u(t)$ to be a PE signal is essentially a condition on the null space of $\Phi_u(e^{i\omega})$. It seems, however, that this condition is neither easy-to-derive nor easy-to-use. Then some sufficient but simple condition may be prefered.
Let us assume, for instance, that $\Phi_u(e^{i\omega})$ is positive definite for at least n values of ω. Then (3.2) implies :

$$G(e^{i\omega}) = 0 \quad \omega = \omega_1, \ldots, \omega_n,$$

or equivalently $G(z) \equiv 0$. Thus, we have the following result.

Lemma 3.1. Let $u(t)$ be such that $\Phi_u(e^{i\omega})$ is positive definite at least for n values of ω. Then $u(t)$ is PE of order n.

□

For univariate signals the condition of the above lemma is necessary as well, cf., e.g., [2]. For $nu > 1$ the condition may be not necessary, see the next example.

Example 3.1.
Let $u(t)$ be a bivariate stochastic process given by

$$u(t) = \begin{bmatrix} w(t) \\ w(t-k) \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

where $w(t)$ is white noise of zero mean and unit variance, i.e. $Ew(t)w(s) = \delta_{t,s}$, and k is a positive integer. We clearly have $R_u(k) = I$ and thus $u(t)$ is PE of order k.
However the spectral density matrix of $u(t)$,

$$\Phi_u(e^{i\omega}) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-ik\omega} \\ e^{ik\omega} & 1 \end{bmatrix}, \tag{3.4}$$

is singular for all ω.

□

Let us consider now the problem of filtered signals. It can be easily shown that the strong property ii) of univariate signals is not generally valid in the multivariate case.

Example 3.1. (cont' d).
The process (3.3) can be viewed as a filtered signal :

$$u(t) = H(q^{-1})x(t)$$

where

$$H(q^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & q^{-k} \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad x(t) = \begin{bmatrix} w(t) \\ w(t) \end{bmatrix}$$

The stochastic process $x(t)$ is not PE of any order. Thus, a not-PE signal may become PE after filtering.
It may also be possible to loss, by filtering, the PE property. For instance, the signal

$$\begin{bmatrix} q^{-k} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} u(t) = \begin{bmatrix} w(t-k) \\ w(t-k) \end{bmatrix}$$

is not PE of any order, although $u(t)$ is PE of order k.

□

It is, however, possible to show that under the condition of lemma 3.1 the PE property is preserved by filtering for a fairly general class of filters.

Lemma 3.2. Let $u(t)$ be so that $\Phi_u(e^{i\omega})$ is positive definite at least for n values of ω. Let the rational filter $H(q^{-1})$ be asymptotically stable and assume that $\det H(q^{-1})$ has no zero on the unit circle. Then the signal $x(t) = H(q^{-1})\, u(t)$ is PE of order n.

Proof:
We have

$$\Phi_x(e^{i\omega}) = H(e^{i\omega})\Phi_u(e^{i\omega})H(e^{-i\omega})^T$$

and thus the assertion follows from lemma 3.1.

□

As a simple corrolary of the above lemma, the filtered white noise is PE of any order.
If the class of filters is restricted, then stronger assertions about the properties of filtered signals can be made, cf. the next two lemmas.

Lemma 3.3. Let $H(q^{-1}) = I + H_1 q^{-1} + \ldots + H_m q^{-m}$, $m < \infty$. If $u(t)$ is PE of order $n + m$ then $x(t) = H(q^{-1})u(t)$ is PE of order n.

Proof:
We can write

$$R_x(n) = E \begin{bmatrix} x(t-1) \\ \vdots \\ x(t-n) \end{bmatrix} [x(t-1)^T \ \ldots \ x(t-n)^T] =$$

$$= \begin{bmatrix} I & H_1 & \cdots & H_m & 0 \\ & \ddots & \ddots & \ddots & \\ 0 & I & \cdots & H_1 & \cdots & H_m \end{bmatrix} R_u(n+m) \begin{bmatrix} & & & 0 \\ & & & I \\ & & & \ddots \\ & & & I \\ H_1^T & & & \ddots \\ \ddots & & & H_1^T \\ \vdots & & & \vdots \\ H_m^T & & & \ddots \\ & \ddots & & H_m^T \\ 0 & & & \end{bmatrix}$$

and the assertion follows easily.

□

Lemma 3.4. Let $H(q^{-1}) = h(q^{-1}) \cdot I$ where $h(q^{-1})$ is a rational, asymptotically stable filter without any zero on the unit circle. Then the signal $x(t) = H(q^{-1})u(t)$ is PE of order n if and only if $u(t)$ is PE of order n.

Proof:

The lemma can be proved by straightforward calculations similar to (3.1), (3.2). To be more specific let us introduce the notation

$$y(t) = g^T \begin{bmatrix} u(t-1) \\ \vdots \\ u(t-n) \end{bmatrix},$$

where g is a constant $(n.nu)$x1 — vector.
Then we can write

$$g^T R_x(n) g = E[h(q^{-1})y(t)]^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |h(e^{i\omega})|^2 \Phi_y(\omega)\, d\omega$$

We thus have the following series of implications:

$$g^T R_x(n) g = 0 \Leftrightarrow \Phi_y(\omega) \equiv 0 \Leftrightarrow Ey(t)^2 = 0 \Leftrightarrow$$

$$g^T R_u(n) g = 0$$

and the lemma is concluded.

□

REFERENCES

[1] *K. J. Åström, P. Eykhoff*, System identification — a survey, Automatica, vol. 7, pp. 123—162, 1971.

[2] *L. Ljung*, Characterization of the concept of "persistently exciting" in the frequency domain, Report 7119, Division of Automatic Control, Lund Institute of Technology, 1971.

[3] *D. O. Norris, L. L. Snyder*, Consistency of least squares estimates used in linear systems identification, SIAM J. Control, vol. 13, pp. 1183—1193, 1975.

[4] *T. Söderström, P. Stoica*, Comparison of some instrumental variable methods — consistency and accuracy aspects, Proc. 5th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Darmstadt, 1979.

[5] *P. Stoica*, Counterexamples to general inconsistency of the least squares estimate in colcured noise, Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotech. et Energ., vol. 24, pp. 157—166, 1979.

[6] *T. Söderström*, Ergodicity results for sample covariances, Problems of Control and Information Theory, vol. 4, pp. 131—138, 1975.

Asupra semnalelor persistente vectoriale

Scopul articolului de față este de a investiga dacă unele proprietăți bine-cunoscute și frecvent utilizate ale semnalelor persistente monodimensionale au extensii directe la semnalele multivariabile.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

CALCULATOARE

C. Z.: 681. 3.06.

PARTIȚII CONSISTENTE ȘI PARTIȚII ÎNCHISE ÎN SINTEZA AUTOMATELOR SECVENȚIALE

MIRCEA PETRESCU*

Scopul lucrării este de a sublinia unele particularități ale metodelor de sinteză a automatelor secvențiale, bazate pe teoria structurală a acestora. Pentru cazul existenței simultane a unei partiții închise și a unei partiții consistente pe intrare, se examinează efectul proprietăților acestor partiții asupra sintezei automatului. Se examinează, de asemenea, folosirea partițiilor închise în sinteză cu ajutorul memoriilor reprogramabile.

Introducere

Obiectivele principale ale sintezei automatelor secvențiale constă în costul redus, performanțe înalte și siguranță în funcționare ridicată a soluțiilor de circuit adoptate. Realizarea fiecăruia dintre aceste trei deziderate este legată de structura internă a automatului.

Atît modul în care trebuie apreciate aceste obiective, cît și procedurile de sinteză, au fost influențate, firește, de evoluția tehnologiei circuitelor electronice. Un efect major al acestei evoluții este reducerea continuă a costului componentelor de bază, precum și introducerea în arsenalul acestora al unor dispozitive noi (memorii programabile, microprocesoare, etc.).

S-ar putea crede că în condițiile unui cost mediu redus al componentelor de bază, scade importanța sintezei unor structuri cît mai economice. Chiar dacă problema costurilor apare într-o lumină nouă, autorul este de părere că obiectivul găsirii unor structuri simple de automate secvențiale în marea majoritate a aplicațiilor este la fel de actual ca și în trecut. Mai mult, este posibil ca această problemă să fie chiar mai actuală în prezent, dacă ținem seamă de faptul că tehnologia actuală dă posibilitatea realizării unor automate secvențiale cu funcții mult mai complexe, cu cerințe mai mari de control asupra parametrilor de care depind performanțele și siguranța în funcționare și, deci, asupra structurii automatelor.

Scopul prezentei lucrări este de a pune în evidență unele particularități în aplicarea metodelor de sinteză a automatelor secvențiale, ba-

Manuscris predat redacției la data de 27 februarie 1981
* Prof. dr. ing., Centrul de calcul I.P.B.

zate pe teoria structurală a acestora. După cum este cunoscut, se poate controla structura în care se realizează un automat secvențial atît prin folosirea partițiilor închise pe mulțimea stărilor acestuia, cît și prin folosirea partițiilor consistente pe intrare sau pe ieșire [1, 2]. Desigur, într-un caz ideal, codificarea stărilor automatului ar trebui făcută în același timp pe partiții din toate cele trei clase de mai sus. Este însă evident că în cazul general nu se pot pune simultan în evidență, într-un număr suficient de mare de aplicații, toate cele trei tipuri de partiții, iar evenutalele transformări necesare pentru a introduce partițiile dorite implică folosirea unor tehnici de lucru greoaie [3].

În cele ce urmează, vor fi examinate aspecte privind numai utilizarea în sinteză a partițiilor închise (notate, în general, cu π_i) și a partițiilor consistente pe intrare (notate, în general, cu λ_i). Ca urmare, nu va fi tratată problema sintezei circuitelor de ieșire ale automatelor studiate în lucrare. De asemenea, precizăm că lucrarea are în vedere numai automate secvențiale complet specificate și că nu ne preocupă problema reducerii numărului inițial de stări.

Reamintim că o partiție închisă π_i permite o codificare a stărilor care conduce la expresii booleene simplificate pentru o submulțimea mulțimii variabilelor de stare; anume, variabilele de stare următoare care identifică blocuri ale partiției π_i, nu vor depinde decît de ele însele și eventual, de variabilele de intrare[2]. Codificarea pe o partiție consistentă pe intrare λ_i, asigură independența de variabile de intrare a acelor variabile de stare care identifică blocurile partiției λ_i[2]. În general, în sinteza automatelor secvențiale este recomandabil să găsim atît o partiție π_i (sau mai multe), cît și o partiție λ_i. În particular, o partiție închisă poate fi și consistentă pe intrare. Ținînd seamă de aceste considerente, în lucrare se va trata, în principal, cu diferitele sale particularități, cazul existenței simultane a unei partiții închise π_i și a unei partiții consistente pe intrare. De asemenea, vor fi enunțate considerente, privind posibilitățile de a găsi transformări ale mulțimii inițiale de stări, care să permită găsirea unor partiții π_i sau λ_i convenabile și deci să conducă la structuri dorite ale automatelor (desigur, cu efecte asupra costului).

Cazul existenței unei partiții λ_i și a unei partiții π_i

În unele situații, așa cum s-a afirmat, pe mulțimea stărilor automatului secvențial a cărui sinteză urmează să fie realizată se pot pune în evidență atît o partiție consistentă pe intrare λ_i, cît și o partiție închisă π_i. Desigur, în general pot exista mai multe partiții λ_i și mai multe partiții π_i, în asemenea cazuri sinteza este precedată de o opțiune asupra partițiilor care se folosesc pentru codificarea variabilelor de stare. În această lucrare nu se abordează problema de sinteză cu mai multe partiții.

Așa cum am menționat înainte, rezultatul sintezei este diferit în funcție de numărul de blocuri ale unei partiții (de care depinde numărul variabilelor de stare care pot fi exprimate printr-o dependență mai slabă de ansamblul variabilelor de stare și de intrare) și în funcție de structura blocurilor (deoarece de numărul stărilor care constituie blocurile partiției depind posibilitățile de a codifica în mod unic stările automatului).

Vom distinge, în acest context, patru situații :

a. partițiile λ_i și π_i au același număr de blocuri, iar fiecare bloc conține 2^k stări (k întreg) ;

b. partiție închisă și totodată consistentă pe intrare, cu lungimea blocurilor de 2^k stări ;

c. partițiile λ_i și π_i au același număr de blocuri, însă nu fiecare bloc conține 2^k stări ;

d. partițiile λ_i și π_i au număr diferit de blocuri.

Din analiza acestor cazuri, pot decurge concluzii privind gradul de complexitate și structura circuitelor care rezultă, în funcție de particularitățile tablourilor de tranziție.

a. *λ_i și π_i cu același număr de blocuri, fiecare bloc cu 2^k stări (k întreg).*

Fie automatul secvențial cu tabloul de tranziție din fig. 1. Automatul are 8 stări și două terminale de intrare ; nu ne preocupă faptul dacă numărul de stări ale automatului este minimal sau nu, deoarece ne interesează aici numai modul de utilizare a partițiilor λ_i și π_i. De altfel, se poate arăta ușor că stările automatului fac parte din 4 clase de echivalență, deci tabloul folosit nu este minimal.

Există partițiile :

$$\lambda_i = \{\overline{1,3}\ ;\ \overline{2,5}\ ;\ \overline{4,7}\ ;\ \overline{6,8}\},$$
(consistență pe intrare) (1)
$$\pi_i = \{\overline{1,6}\ ;\ \overline{2,4}\ ;\ \overline{5,7}\ ;\ \overline{3,8}\}$$
(închisă)

Celor opt stări din tablou le corespund 3 variabile de stare y_3, y_2, y_1. Să codificăm stările asociind variabilele de stare mai întîi cu blocurile partiției λ_i. Pentru a asigura unicitatea codificării, asociem, de exemplu,

S^n	$x_2^n\ x_1^n$ 00	01	11	10
1	7	4	7	4
2	6	8	6	8
3	5	2	5	2
4	1	3	1	3
5	3	1	3	1
6	5	2	5	2
7	8	6	8	6
8	7	4	7	4
	S^{n+1}			

Fig. 1

S^n	y_3	y_2	y_1
1	1	0	0
2	0	0	0
3	1	0	1
4	1	1	0
5	0	0	1
6	0	1	0
7	1	1	1
8	0	1	1

Fig. 2

S^{n-1}	S^n	S^{n+1}
4,5	1	4,7
3,6	2	6,8
4,5	3	2,5
1,8	4	1,3
3,6	5	1,3
2,7	6	2,5
1,8	7	6,8
2,7	8	4,7

Fig. 3

variabilele y_3 și y_2 cu blocurile partiției λ_i astfel :

$$y_3 = 1, \quad S^n \in \{\overline{1,3}\,;\ \overline{4,7}\}$$
$$y_2 = 1, \quad S^n \in \{\overline{4,7}\,;\ \overline{6,8}\} \tag{2}$$

Observăm că în situația aleasă, blocul $\overline{4,7}$ este identificat atît de y_3, cît și de y_1, fapt impus de necesitatea unicității codificării. Codificarea rezultată (fig. 2) a fost făcută afectînd variabilei y, variabile care decurg din cerința de adiacență a codurilor stărilor 4 și 7, 6 și 8, 2 și 5, 1 și 3 (fig. 3) [4].

Cu această codificare, rezultă tabloul de tranziție din fig. 4. Pentru a obține expresiile booleene ale variabilelor de stare următoare y_3^{n+1}, y_2^{n+1}, y_1^{n+1}, extragem din tabloul de tranziție al acestor variabile, diagramele din fig. 5 a, b, c, d.

S^n	$(y_3y_2y_1)^n$	$x_2^n x_1^n$ 00	01	11	10
1	1 0 0	1 1 1	1 1 0	1 1 1	1 1 0
2	0 0 0	0 1 0	0 1 1	0 1 0	1 0 1
3	1 0 1	0 0 1	0 0 0	0 0 1	0 0 0
4	1 1 0	1 0 0	1 0 1	1 0 0	1 0 1
5	0 1 1	1 0 1	1 0 0	1 0 1	1 0 0
6	0 1 0	0 0 1	0 0 0	0 0 1	0 0 0
7	1 1 1	0 1 1	0 1 0	0 1 1	0 1 0
8	0 1 1	1 1 1	1 1 0	1 1 1	1 1 0
		$(y_3y_2y_1)^{n+1}$			

Fig. 4

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10
0			1	1
1	1	1		

$\bar{x}_2\bar{x}_1$

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10
0			1	1
1	1	1		

$\bar{x}_2 x_1$

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10
0			1	1
1	1	1		

$x_2 x_1$

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10
0			1	1
1	1	1		

$x_2\bar{x}_1$

a/y_3^{n+1}

Fig. 5

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$\bar{x}_2\bar{x}_1$
0	1			1	
1		1	1		

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$\bar{x}_2 x_1$
0	1			1	
1		1	1		

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$x_2 x_1$
0	1			1	
1		1	1		

$y_3 y_2$ / y_1^n	00	01	11	10	$x_2\bar{x}_1$
0	1			1	
1		1	1		

b/y_2^{n+1}

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$\bar{x}_2\bar{x}_1$
0		1		1	
1	1	1	1	1	

$y_3 y_2$ / y_1^n	00	01	11	10	$\bar{x}_2 x_1$
0	1		1		
1					

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$x_2 x_1$
0		1		1	
1	1	1	1	1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$x_2\bar{x}_1$
0	1		1		
1					

c/y_1^{n+1}

Fig. 5

Variabilele de stare următoare vor avea expresiile:

$$\begin{aligned} y_3^{n+1} &= y_3^n \bar{y}_1^n + \bar{y}_3^n y_1^n, \\ y_2^{n+1} &= y_2^n y_1^n + \bar{y}_2^n \bar{y}_1^n, \\ y_1^{n+1} &= (\bar{x}_2^n \bar{x}_1^n + x_2^n x_1^n)(y_1^n + \bar{y}_3^n y_2^n + y_3^n \bar{y}_2^n) + \\ &\quad + (\bar{x}_2^n x_1^n + x_2^n \bar{x}_1^n)(\bar{y}_3^n \bar{y}_2^n \bar{y}_1^n + y_3^n y_2^n \bar{y}_1^n) \end{aligned} \tag{3}$$

Costul realizării directe a ecuațiilor din (3) este de 45 de unități convenționale. Se observă că y_3^{n+1} și y_2^{n+1} nu depind de variabilele de intrare — ceea ce era de așteptat —, iar automatul va cuprinde un generator de tact autonom care generează variabilele y_3 și y_2.

Să codificăm acum stările automatului, asociind variabilele de stare și blocurile partiției închise π_i, astfel încît codificarea stărilor să fie unică. Fie:

$$\begin{aligned} y_3 = 1, \quad & S^n \in \{\overline{2,4}\,;\ \overline{3,8}\} \\ y_2 = 1, \quad & S^n \in \{\overline{1,6}\,;\ \overline{2,4}\} \end{aligned} \tag{4}$$

Codificarea stărilor este dată în tabloul din fig. 6, cu observația că în acest caz nu a mai fost posibilă asocierea de coduri adiacente cu stările din perechile cuprinse în fig. 3.

Observăm că $y_1 = 1$ pentru $S^n \in \{4, 6, 7, 8\}$, adică prin codificarea de mai sus, în care y_3 și y_2 identifică blocurile partiției închise π_i, se ajunge obligatoriu la asocierea variabilei y_1 cu blocurile $\overline{4,7}$ și $\overline{6,8}$ ale partiției λ_i; desigur, presupunînd $y_1 = 1$ pentru $S^n = \{1, 2, 3, 5\}$, se asociază această variabilă cu blocurile $\overline{1,2}$ și $\overline{3,5}$ ale partiției λ_i. Prin urmare, în codificarea aleasă, y_1 nu va depinde de variabilele de intrare. Într-adevăr, din tabloul de tranziție pentru variabilele y_3^{n+1}, y_2^{n+1} și y_1^{n+1} (fig. 7) precum și din diagramele extrase din acest tablou (fig. 8 a, b, c, d), rezultă expresiile :

S^n	y_3	y_2	y_1
1	0	1	0
2	1	1	0
3	1	0	0
4	1	1	1
5	0	0	0
6	0	1	1
7	0	0	1
8	1	0	1

Fig. 6

$$y_3^{n+1} = (\bar{x}_2^n \bar{x}_1^n + x_2^n x_1^n)\bar{y}_3^n \bar{y}_2^n + (\bar{x}_2^n x_1^n + x_2^n \bar{x}_1^n)(y_3^n + y_2^n),$$

$$y_2^{n+1} = (\bar{x}_2^n \bar{x}_1^n + x_2^n x_1^n) y_3^n y_2^n + (\bar{x}_2^n x_1^n + x_2^n \bar{x}_1^n)(\bar{y}_3^n + \bar{y}_2^n), \qquad (5)$$

$$y_{11}^{n+1} = y_2^n \bar{y}_1^n + \bar{y}_2^n y_1^n$$

Costul implementării directe a ecuațiilor de mai sus este de 46 unități convenționale. Prin urmare, în cazul analizat ambele soluții de codificare (pe blocurile partiției închise, respectiv pe blocurile partiției consistente pe intrare) sînt echivalente din punct de vedere al costului. Tipul de partiție care se folosește în codificare urmează să fie stabilit, prin urmare, în funcție de alte considerente (de exemplu, relizarea unei anumite structuri a automatului secvențial).

S^n	$(y_3y_2y_1)^n$	$x_2^n x_1^n$			
		00	01	11	10
1	0 1 0	0 0 1	1 1 1	0 0 1	1 1 1
2	1 1 0	0 1 1	1 0 1	0 1 1	1 0 1
3	1 0 0	0 0 0	1 1 0	0 0 0	1 1 0
4	1 1 1	0 1 0	1 0 0	0 1 0	1 0 0
5	0 0 0	1 0 0	0 1 0	1 0 0	0 1 0
6	0 1 1	0 0 0	1 1 0	0 0 0	1 1 0
7	0 0 1	1 0 1	0 1 1	1 0 1	0 1 1
8	1 0 1	0 0 1	1 1 1	0 0 1	1 1 1
		$(y_3y_2y_1)^{n+1}$			

Fig. 7

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$\bar{x}_2^n \bar{x}_1^n$
0	1				
1	1				

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$\bar{x}_2^n x_1^n$
0	1		1	1	
1	1		1	1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$x_2^n x_1^n$
0	1				
1	1				

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$x_2^n \bar{x}_1^n$
0		1	1	1	
1		1	1	1	

a/y_3^{n+1}

$y_2^n y_3^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$\bar{x}_2^n \bar{x}_1^n$
0			1		
1			1		

$y_2^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$\bar{x}_2^n x_1^n$
0	1	1		1	
1	1	1		1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$x_2^n x_1^n$
0			1		
1			1		

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$x_2^n \bar{x}_1^n$
0	1	1		1	
1	1	1		1	

b/y_2^{n+1}

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$\bar{x}_2^n \bar{x}_1^n$
0		1	1		
1	1			1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$\bar{x}_2^n x_1^n$
0		1	1		
1	1			1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$x_2^n x_1^n$
0		1	1		
1	1			1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	$x_2^n \bar{x}_1^n$
0		1	1		
1	1			1	

c/y_1^{n+1}

Fig. 8

Analiza atentă a structurii blocurilor partițiilor închise și a celor consistente pe intrare poate, totuși, să conducă uneori la realizări sensibil mai simple decît cele la care se ajunge printr-o utilizare unilaterală a unui tip sau a altuia de partiție. Să examinăm, de exemplu, următoarea identificare a blocurilor partiției închise π_i de către variabilele de stare y_3 și y_2:

$$\begin{aligned} y_3 &= 1, \quad S^n \in \{\overline{2,4};\ \overline{5,7}\} \\ y_2 &= 1, \quad S^n \in \{\overline{1,6};\ \overline{2,4}\} \end{aligned} \tag{6}$$

O codificare posibilă care rezultă este cea din fig. 9.

Se vede imediat, din (6), că y_3 identifică în același timp blocurile $\overline{2,5}$ și $\overline{4,7}$ ale partiției λ_i. De asemenea, în codificarea aleasă $[(y_1 = 1, S^n \in \{1,2,3,5\})$, y_1, identifică blocurile $\overline{1,3}$ și $\overline{2,5}$ ale partiției λ_i. În cealaltă variantă posibilă ($y_1 = 1$, $S^n \in \{4, 6, 7, 8\}$), variabila y_1 ar identifica blocurile $\overline{4,7}$ și $\overline{6,8}$ ale partiției λ_i. Așadar, codificînd pe blocurile partiției închise π_i, codificăm totodată și pe unele blocuri ale partiției consistente pe intrare λ_i, ceea ce trebuie să conducă la un rezultat mai simplu decît cele anterioare. Într-adevăr, în acest caz se obține :

S^n	y_3	y_2	y_1
1	0	1	1
2	1	1	1
3	0	0	1
4	1	1	0
5	1	0	1
6	0	1	0
7	1	0	0
8	0	0	0

Fig. 9

$$
\begin{aligned}
y_3^{n+1} &= \bar{y}_3^n, \\
y_2^{n+1} &= (\bar{x}_2^n \bar{x}_1^n + x_2^n x_1^n) y_3^n y_2^n + \\
&+ (\bar{x}_2^n x_1^n + x_2^n \bar{x}_1^n)(\bar{y}_3^n + \bar{y}_2^n), \qquad (7) \\
y_1^{n+1} &= y_2^n \bar{y}_1^n + \bar{y}_2^n y_1^n
\end{aligned}
$$

Costul realizării este în acest caz 28, cu două variabile de stare independente de intrări. Rezultă așadar că în cazul existenței unei partiții închise și a unei partiții consistente pe intrare, codificarea pe blocurile oricăreia dintre ele trebuie să fie făcută astfel încît — dacă este posibil — — variabilele de stare asociate cu blocurile partiției utilizate să identifice și blocuri ale celeilalte partiții.

b. *Partiție închisă și consistentă pe intrare, lungimea blocurilor* 2^k *stări* ($\pi_i = \lambda_i$)

Fie tabloul de tranziție din figura 10, corespunzător unui automat cu 8 stări și 2 terminale de intrare (nu ne ocupăm de eventuala posibilitate de a reduce numărul stărilor).

Se observă că tabloul de tranziție admite partiția

$$\pi_i = \lambda_i = \{\overline{1,6}\,;\ \overline{2,7}\,;\ \overline{3,5}\,;\ \overline{4,8}\}, \qquad (8)$$

care este atît închisă, cît și consistentă pe intrare.

Asociem variabilele y_3 și y_2 cu blocurile partiției :

$$
\begin{aligned}
y_3 = 1, \quad S^n &= \{\overline{1,6}\,;\ \overline{2,7}\} \\
y_2 = 1, \quad S^n &= \{\overline{2,7}\,;\overline{3,5}\}
\end{aligned}
\qquad (9)
$$

Forma finală a codificării se stabilește astfel încît să fie asociate cu coduri adiacente stările din perechile (1,6), (2,7), (3,5), (4,8) — condiție care decurge din succesiunea $S^{n-1} \to S^n \to S^{n+1}$, pentru toate stările auto-

matului. Rezultă codificarea :

S^n	$x_2^n x_1^n$			
	00	01	11	10
1	7	7	2	7
2	3	3	5	3
3	4	4	8	4
4	6	1	1	6
5	8	8	4	4
6	2	7	2	2
7	5	3	3	5
8	1	6	1	6
	S^{n+1}			

Fig. 10

S^n	y_3	y_2	y_1
1	1	0	0
2	1	1	0
3	0	1	0
4	0	0	0
5	0	1	1
6	1	0	1
7	1	1	1
8	0	0	1

Fig. 11

Tabloul de tranziție pentru variabilele de stare următoare și diagramele din care se deduc expresiile booleene ale acestora sînt date în fig. 12 și fig. 13 a, b, c.

S^n	$(y_3y_2y_1)^n$	$x_2^n x_1^n$			
		00	01	11	10
1	1 0 0	1 1 1	1 1 1	1 1 0	1 1 1
2	1 1 0	0 1 0	0 1 0	0 1 1	0 1 0
3	0 1 0	0 0 0	0 0 0	0 0 1	0 0 0
4	0 0 0	1 0 1	1 0 0	1 0 0	1 0 1
5	0 1 1	0 0 1	0 0 1	0 0 0	0 0 0
6	1 0 1	1 1 0	1 1 1	1 1 0	1 1 0
7	1 1 1	0 1 1	0 1 0	0 1 0	0 1 1
8	0 0 1	1 0 0	1 0 1	1 0 0	1 0 1
		$(y_3y_2y_1)^{n+1}$			

Fig. 12

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0	1			1	$\bar{x}_2^n \bar{x}_1^n$
1	1			1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0	1			1	$\bar{x}_2^n x_1^n$
1	1			1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0	1			1	$x_2^n x_1^n$
1	1			1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0	1			1	$x_2^n \bar{x}_1^n$
1	1			1	

a/y_3^{n+1}

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0			1	1	$\bar{x}_2^n \bar{x}_1^n$
1			1	1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0			1	1	$\bar{x}_2^n x_1^n$
1			1	1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0			1	1	$x_3^n x_2^n$
1			1	1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0			1	1	$x_2^n \bar{x}_1^n$
1			1	1	

b/y_2^{n+1}

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0	1			1	$\bar{x}_2^n \bar{x}_1^n$
1		1	1		

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0				1	$\bar{x}_3^n x_2^n$
1	1	1		1	

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0		1	1		$x_2^n x_4^n$
1					

$y_3^n y_2^n$ / y_1^n	00	01	11	10	
0	1			1	$x_2^n \bar{x}_1^n$
1	1		1		

c/y_1^{n+1}

Fig. 13

Expresiile variabilelor de stare următoare sînt :

$$y_3^{n+1} = \bar{y}_2^n$$

$$y_2^{n+1} = y_3^n \tag{10}$$

$$y_1^{n+1} = \bar{x}_2^n x_1^n(\bar{y}_2^n \bar{y}_1^n + y_2^n y_1^n) + \bar{x}_2^n x_1^n(y_3^n \bar{y}_2^n + \bar{y}_3^n y_1^n) + x_2^n x_1^n y_2^n \bar{y}_1^n +$$
$$+ x_2^n y_1^n(\bar{y}_2^n \bar{y}_3^n + \bar{y}_2^n \bar{y}_1^n + y_3^n y_2^n y_1^n)$$

Costul realizării este de 39 unităţi, iar în compunerea automatului distingem un generator de tact autonom, cu variabilele de ieşire y_2 şi y_1. Structura proprie a generatorului de tact autonom va fi foarte simplă,

fapt care rezultă din primele două ecuații din (10). Costul relativ mare — — determinat de complexitatea expresiei variabilei y_1^{n+1} — era de așteptat, chiar în condițiile codificării pe o partiție închisă și consistentă : el este determinat de structura mai complicată a tabloului de tranziție din fig. 10 — față de tabloul de stări al automatului examinat în paragraful anterior (tabloul care conține numai două coloane distincte).

c. λ_i *și* π_i *cu același număr de blocuri, dar nu fiecare bloc conține* 2^k *stări*

Fie automatul secvențial din fig. 14

S^n	$x_2^n x_1^n$			
	00	01	11	10
1	2	2	6	2
2	4	8	7	8
3	7	7	7	7
4	5	5	3	5
5	1	1	2	1
6	5	5	5	5
7	8	4	7	4
8	2	2	6	2
	S^{n+1}			

Fig. 14

Pe mulțimea stărilor există partițiile :

$$\lambda_i = \{\overline{1, 2, 6};\ \overline{3,5};\ \overline{4, 7, 8}\}$$

(consistentă pe intrare) (11)

$$\pi_i = \{\overline{1, 4, 8};\ \overline{2, 5, 7};\ \overline{3,6}\}$$

(închisă)

În acest caz, orice încercare de codificare pe λ_i sau π_i prin asocierea unei variabile de stare cu blocuri ale acestor partiții, conduce la neunicitatea codificării. Pentru a realiza o codificare unică, este necesar ca unor stări, aparținînd aceluiași bloc, să le corespundă valori diferite ale variabilei de stare. Atunci însă nu se mai poate realiza independența variabilei de stare următoare de celelalte variabile de stare sau de variabilele de intrare, așa cum se arată în [2].

Într-adevăr, presupunînd $y_3 = 1$ pentru $S^n \in \{1,2,6\}$ (bloc al partiției λ_i) și totodată, $y_3 = 1$ pentru starea 8 (pentru a asigura unicitatea

codificării), obținem pentru y_3^{n+1} o expresie dependentă de variabilele de intrare x_2 și x_1:

$$y_3^{n+1} = x_1^n(\bar{y}_2^n y_1^n + y_3^n \bar{y}_1^n) + \bar{x}_2^n(\bar{y}_2^n y_1^n + y_3^n \bar{y}_2^n) + \bar{x}_2^n \bar{x}_1^n \bar{y}_3^n y_2^n \bar{y}_1^n \qquad (12)$$

În mod asemănător se poate arăta că asociind una din variabilele de stare cu un bloc al partiției π_i și cu o parte din stările altui bloc al acestei partiții, se obțin expresii booleene relativ complicate, care conțin, în general, toate variabilele de stare.

d. λ_i și π_i *cu număr diferit de blocuri*

În această situație, codificarea trebuie făcută, în general, pe partiția care conduce la soluția cea mai convenabilă din punct de vedere al costului și structurii automatului. Un caz particular important este cel în care $\pi_i > \lambda_i$, cu alte cuvinte partiția π_i este un numai închisă, ci și consistentă pe intrare. Fie tabloul de tranziție din fig. 15, al unui circuit secvențial cu o singură intrare.
Avem partițiile:

$$\pi_i = \{\overline{1,3,6,7};\ \overline{2,5};\ \overline{4,8}\}$$

(închisă) (13)

$$\lambda_i = \{\overline{1,7};\ \overline{3,6};\ \overline{2,5};\ \overline{4,8}\}$$

(consistentă pe intrare)

Se observă că $\pi_i > \lambda_i$, fiind deci și consistentă pe intrare; exemplul tratat poate fi inclus, așadar, în cazul (b). Să alegem o codificare care derivă din $y_3 = 1$, $S^n \in \{\overline{1,3,6,7}\}$ (fig. 16).

S^n	x^n	
	0	1
1	3	6
2	8	4
3	1	7
4	2	5
5	4	8
6	7	1
7	6	3
8	5	2
	S^{n+1}	

Fig. 15

S^n	y_3	y_2	y_1
1	1	0	1
2	0	0	0
3	1	0	0
4	0	0	1
5	0	1	0
6	1	1	0
7	1	1	1
8	0	1	1

Fig. 16

Codificarea a fost făcută astfel încît stările din perechile (1,7), (2,5), (3,6), (4,8) să fie asociate cu coduri adiacente, cerință care rezultă din corespondența $S^{n-1} \to S^n \to S^{n+1}$. Obținem atunci:

$$\begin{aligned} y_3^{n+1} &= y_3^n \\ y_2^{n+1} &= \bar{x}^n(y_3^n y_2^n + y_2^n y_1^n + \bar{y}_3^n \bar{y}_2^n \bar{y}_1^n) + x^n(y_3^n \bar{y}_2^n + \\ &\quad + \bar{y}_2^n y_1^n + \bar{y}_3^n y_2^n \bar{y}_1^n) \\ y_1^{n+1} &= \bar{y}_1^n \end{aligned} \tag{14}$$

Dependența variabilei y_1 numai de ea însăși este determinată de faptul că prin codificarea aleasă, y_1 a fost asociată, de fapt, cu blocurile $\overline{1,7}$ și $\overline{4,8}$ ale partiției λ_i.

Partiții închise în realizarea automatelor secvențiale pe memorii programabile

Folosirea memoriilor semiconductoare programabile a pus la dispoziție posibilități noi și comode de implementare a automatelor secvențiale. Una din metodele de realizare [5], pornește de la ideea că fiecare variabilă de stare următoare depinde, în cazul unei codificări oarecare, de toate variabilele de stare și de intrare. Pentru r variabile de stare și m variabile de intrare avem:

$$\begin{aligned} y_1^{n+1} &= f_1(y_1^n, y_2^n, \ldots, y_r^n, x_1^n, x_2^n, \ldots, x_m^n), \\ y_2^{n+1} &= f_2(y_1^n, y_2^n, \ldots, y_r^n, x_1^n, x_2^n, \ldots x_m^n), \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ y_r^{n+1} &= f_r(y_1^n, y_2^n, \ldots, y_r^n, y_1^n, y_2^n, \ldots x_m^n) \end{aligned} \tag{15}$$

Fiecare din ecuațiile de mai sus se poate „programa" în o memorie distinctă; astfel, automatul va fi realizat prin interconectarea a r subautomate avînd fiecare $r + m$ intrări (variabilele de stare și de intrare) și o ieșire (variabilă de stare următoare corespunzătoare). Capacitatea maximă de memorie necesară pentru o astfel de realizare va fi, prin urmare, $C_m = r \times 2^{r+m}$ biți. Dacă automatul are p ieșiri, $C_m = (p + r) \times 2^{r+m}$. Capacitatea de memorie efectiv necesară poate fi mai mică, deoarece unele variabile de stare următoare pot să nu depindă de toate variabilele de stare și de intrare.

Fie automatul cu tabloul de tranziție din figura 17.

Codificînd stările într-un mod oarecare, capacitatea maximă de memorie necesară prntru a realiza automatul este $C_m = 3 \times 2^5 = 92$ biți. Observăm că printre alte partiții închise automatul examinat admite:

$$\pi_i = \{\overline{1,4};\ \overline{2,3};\ \overline{5,8};\ \overline{6,7}\}. \tag{16}$$

S^n	$x_2^n x_1^n$ 00	01	11	10
1	8	3	5	2
2	6	4	7	1
3	7	1	6	4
4	5	2	8	3
5	1	6	4	3
6	3	5	2	4
7	2	8	3	1
8	4	7	1	2
	S^{n+1}			

Fig. 17

S^n	y_3	y_2	y_1
1	1	1	0
2	0	0	0
3	0	0	1
4	1	1	1
5	0	1	0
6	1	0	0
7	1	0	1
8	1	1	0

Fig. 18

Asociem cu blocurile acestei partiții variabilele y_3 și y_2, astfel:

$$\begin{aligned} y_3 = 1, \quad & S^n = \{\overline{1,4};\ \overline{6,7}\} \\ y_2 = 1, \quad & S^n = \{\overline{1,4};\ \overline{5,8}\} \end{aligned} \tag{17}$$

Rezultă codificarea din fig. 18.

Deoarece prin codificarea aleasă, y_3^{n+1} și y_2^{n+1} depind de x_1^n, x_2^n, y_3^n, y_2^n, iar y_1^{n+1} — de x_1^n, x_2^n, y_3^n, y_2^n, y_1^n, rezultă că automatul poate fi realizat cu ajutorul a două zone de memorie distincte, cu o capacitate totală de 64 biți (fig. 19). Folosirea unei partiții în codificare determină deci o reducere cu 30% a memoriei necesare

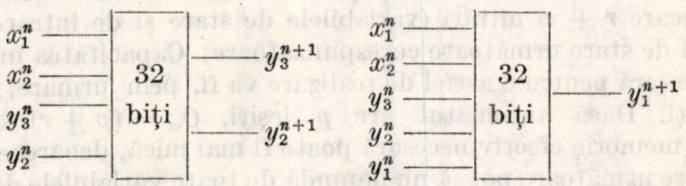


Fig. 19

Dacă însă, pornind de la codificarea propusă, deducem expresiile variabilelor de stare următoare obținem :

$$y_3^{n+1} = (x_1^n + \bar{x}_2^n)\bar{y}_3^n + x_2^n\bar{x}_1^n\bar{y}_2^n,$$

$$y_2^{n+1} = (\bar{x}_2^n\bar{x}_1^n + x_2^n x_1^n)y_2^n + (\bar{x}_2^n x_1^n + x_2^n\bar{x}_1^n)\bar{y}_2^n, \qquad (18)$$

$$y_1^{n+1} = \bar{x}_2^n\bar{x}_1^n(y_3^n\bar{y}_1^n + \bar{y}_3^n y_1^n) + x_2^n x_1^n(y_3^n y_1^n + \bar{y}_3^n\bar{y}_1^n) +$$

$$+ \bar{x}_2^n x_1^n(\bar{y}_3^n\bar{y}_2^n\bar{y}_1^n + y_3^n y_2^n\bar{y}_1^n + \bar{y}_3^n y_2^n y_1^n + y_3^n\bar{y}_2^n y_1^n) +$$

$$+ x_2^n\bar{x}_1^n(\bar{y}_3^n y_2^n\bar{y}_1^n + y_3^n\bar{y}_2^n\bar{y}_1^n + \bar{y}_3^n\bar{y}_2^n y_1^n + y_3^n y_2^n y_1^n)$$

Realizarea automatului sub forma a trei subautomate care funcționează în paralel, fiecare din ele folosind o memorie distinctă, conduce la o capacitate necesară de 56 biți (fig. 20). Reducerea capacității de memorie (cu aproape 40% față de nivelul inițial), este datorată formei ecuațiilor (18) (în particular, faptului că y_2^{n+1} nu depinde și de y_3^n).

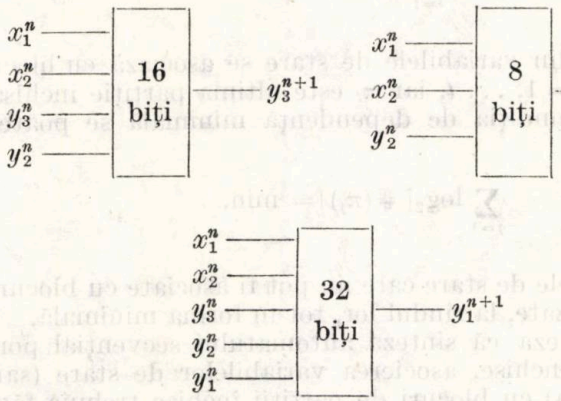


Fig. 20

Exemplul analizat pune în evidență efectul folosirii partițiilor închise în codificarea stărilor asupra capacității necesare de memorie. Reducerea acestei capacități devine cu atît mai de dorit, cu cît automatul este mai complex. În cazul tratat, memoria folosită ar fi fost sensibil mai mică dacă ar fi existat încă o partiție închisă, cu blocurile căreia să fie asociată variabila y_1 în condițiile unei codificări unice.

Avantajele folosirii conjugate a partițiilor mixte și a celor consistente pe intrare rămîn în vigoare și în contextul folosirii memoriilor semiconductoare. De exemplu, în cazul unei codificări oarecare, automatul din fig. 10 se poate realiza cu 92 biți. Dacă se pune însă la baza realizării partiția închisă și consistentă pe intrare (8), capacitatea de memorie necesară este de 36 biți, așa cum rezultă din examinarea ecuațiilor (10).

Dependența minimală. Automate secvențiale fără partiții închise sau consistente

a. Rezultatele prezentate pînă acum evidențiază (sau, cel puțin, sugerează) eficiența folosirii în sinteză a partițiilor închise sau a celor consistente pe intrare, atunci cînd asemenea partiții există. Se constată, în același timp, că variantele posibile de codificare unică pot fi relativ numeroase, atît în cazul în care toate variabilele de stare sînt asociate cu blocuri ale unor partiții închise sau consistente, cît și în cel al unor variabile de stare care nu identifică blocuri de partiții. Prin urmare,este necesar să fie selectată o variantă de codificare din mai multe codificări pe partiții. Dacă criteriul urmărit în sinteză este exclusiv costul, varianta aleasă trebuie să asigure dependența minimă a variabilelor de stare următoare de ansamblul variabilelor de stare și, eventual, de variabilele de intrare. Remarcăm că, la limită, dacă fiecare variabilă de stare depinde de sine însăși și, posibil, de variabilele de intrare, se realizează și o structură în întregime paralelă.

Fie $|y_i|$ numărul variabilelor de stare de care depinde y_i^{n+1}. Condiția de dependență minimală are atunci forma :

$$\sum_{i=1}^{r} |y_i| = \min \tag{19}$$

Dacă o parte din variabilele de stare se asociază cu blocurile unor partiții închise $\pi_j (j = 1, \ldots t$, iar π_t este ultima partiție închisă folosită pentru codificare), condiția de dependență minimală se poate pune în forma :

$$\sum_{j=1}^{t} \log_2[\#(\pi_j)] = \min, \tag{20}$$

în ipoteza că variabilele de stare care nu pot fi asociate cu blocuri de partiții închise, sînt realizate, la rîndul lor, tot în forma minimală.

Așadar, în ipoteza că sinteza automatului secvențial pornește de la laticea partițiilor închise, asocierea variabilelor de stare (sau a unei submulțimi a acestora) cu blocuri de partiții închise trebuie făcută prin alegerea acelor partiții care îndeplinesc condiția (20), asigurîndu-se și unicitatea codificării stărilor.

Rezultatul poate fi extins și la cazul folosirii partițiilor consistente pe intrare.

b. O problemă încă deschisă în mare măsură, este cea a automatelor secvențiale pe ale căror mulțimi de stări nu se pot pune în evidență partiții închise sau consistente pe intrare. Realizările cele mai economice pot fi găsite în acest caz, de exemplu, prin încercări succesive, fără însă a mai controla prin sinteză structura automatului(pentru a obține o anumită organizare internă a acestuia — fie paralelă, fie serie, etc., sau un grad de independență față de intrări ș.a.).

Dacă se dorește controlul structurii, se pune atunci problema transformării mulțimii inițiale a stărilor automatului (prin secționarea aces-

tora), astfel încît să poată fi introduse ulterior partițiile dorite. În același mod urmează să se procedeze dacă există un tip de partiții (de exemplu, închise) și dorim să fie introduse și partiții de alt tip (consistente pe intrare). Procedurile de transformare a mulțimilor de stări complică operația de sinteză; ele trebuie folosite, se înțelege, în contextul unui compromis între parametrii structurii dorite și cost.

Concluzii

Din exemplele analizate precum și din celelalte considerente care au fost expuse, se pot deduce următoarele:

a. dacă există atît partiții închise, cît și partiții consistente pe intrare cu același număr de blocuri, toate de lungime egală, din compararea diferitelor soluții de realizare se alege, în general, cea care îndeplinește atît condițiile de structură, cît și pe cele de cost. În general, este recomandabil ca mulțimea stărilor care descriu funcționarea automatului secvențial să fie explorată exhaustiv, pentru a găsi toate partițiile închise și toate partițiile consistente pe intrare. De asemenea, este obligatorie căutarea unor partiții închise care să fie în același timp și consistente pe intrare. Dacă asemenea partiții există, ele constituie — în general — suportul codificării.

b. Dacă există atît partiții închise, cît și partiții consistente pe intrare, compararea blocurilor acestora poate conduce la codificări pe partiții închise care să realizeze, în același timp, asocierea unora din variabilele de stare cu blocuri ale partiției consistente pe intrare. Se asigură astfel atît o anumită structură cît și un grad redus de dependență, inclusiv față de intrări.

c. În cazul realizării automatului secvențial cu ajutorul unor memorii, folosirea partițiilor închise și a celor consistente pe intrare poate conduce la economii însemnate de capacitate de memorie (în exemplele tratate, pînă la 40% din capacitatea de memorie necesară în cazul unei codificări oarecare).

d. Pentru a realiza un automat secvențial de cost minimal, codificarea pe partiții închise trebuie făcută astfel încît partițiile folosite să satisfacă relația $\sum_{j=1}^{t} \log_2[\#(\pi_j)] = \min$, unde π_j este ultima partiție închisă folosită în codificare. Această condiție poate fi aplicată în și cazul codificării pe partiții consistente pe intrare, sau pe partiții de ambele tipuri.

BIBLIOGRAFIE

1. *J. Hartmanis, R. E. Stearns,* Algebraic Structure Theory of Sequential Machines, Prentice Hall, 1966, cap. 2.
2. *Z. Kohavi,* Switching and Automata Theory, Mc Graw Hill, 1970, par. 12.1, 12.4, 12.5.

3. *Z. Kohavi*, Reduction of Output Dependency in Sequential Machnies, IEEE Transactions on Electronic Computers, vol EC-14, Dec. 1965.
4. *F. J. Hill, G. R. Peterson*, Switching Theory and Logical Design, John Wiley, 1969, cap. 10.
5. *A. M. A. Hussain, M. E. Woodward*, Realization of Stored-Program Sequential Machines, Electronics Letters, 13th June 1974, vol. 10, No. 12.

Closed and Consistent Partitions in the Synthesis of Sequential Automata

The purpose of this paper is to emphasize some particular aspects of the synthesis methods of sequential automata, based on structural theory of the later. When a closed partition and an input consistent partition coexist, the effects on the synthesis process of the properties of these partitions is examined. The paper deals also with using closed partitions in synthetising sequential automata with read only memories.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

C. Z.: 681. 3.04/06

MICRO-BASIC COMPILER

ADRIAN PETRESCU, CORNEL CONSTANTINESCU*

The writing of a compiler for BASIC language is due to the limitations in execution speed and memory requirements of an interpreter available for the language, limitations which affects the real time applications.
Utilisation of PL/M language made the implementation extensible, portable and quick to fulfill.

The compiler for BASIC described in the paper is intended to be used in applications of process control, or for programs of any kind, for which their time of execution or memory space taken, are prohibitive in the case of interpretative execution.

The compiler can run on any system with PL/M compiler for it (with minimal changes related to input/output) the code generation being made in assembly language (source) INTEL 8080.

The BASIC language contains the standard set of BASIC commands (from which there have-been eliminated some commands easily substituted: FOR ... NEXT, READ, DATA) and it has also some new facilities (integer and string variables, GET, PUT, indirect addressing, CALL subroutines from other languages) necessary for intended applications.

Generally, the user develops and debbugs his program interactively using an interpreter (available for this language) and then he compiles the final version of the program.

In future, the compiler will be extended to accept the full set of BASIC commands, graphic and matrix operations (already available in the interpreter).

1. The language

1.1 *New features*

In comparison with the standard BASIC ANSI 1975, the new implemented BASIC has a number of useful features, which will be described in the following, presenting also the motivation for their introduction.

Manuscript received 19 November 1980
* Professor; Assistant, Computer Dept.

— Integer values processing, for high speed computations when there is no need for floating point processing. Logical operators : NOT, AND, OR, XOR on 16 bits vectors are also allowed in expressions which use integers.

— The implementation of GET, PUT functions for microcomputer I/O ports handling and the implementation of the indirect addressing operator" ·", in order to access absolute memory addresses. Using a concise syntax, the operator " ·" has the effect of the functions PEEK, POKE as well as the effect of some functions concernings strings (NUM, etc.).

— The utilisation of strings variables and the conversion of a string variable (or substring) in a numerical value (or vice versa) just by assignement, without utilization of a function as : STR, VAL or CONVERT. The implementation of an IEEE-488 standard bus for a given microcomputer, can take the advantage of character string processing and of above mentioned conversions facilities.

— Assembly language or PL/M routines calling, using the CALL instruction. The called routine represents a module, linked by name, wich is declared external by the compiler. The parameters addresses for the given routine are placed in B, C; D, E registers pairs or in the stack (PL/M compatible), enabling a large variety of operations with them.

— Assembly language instructions imbeded in BASIC source program. Any source line begining with "/" will be generated as such in the object code (the object code being assembly language). This facility may be substituted by CALL instruction, but, sometimes, it could be useful for interrupt or I/O handling, by advanced programmers, which have knowledges concerning the generated code.

1.2 Variables and operators

Variables are of real, integer or string type. They could be simple or indexed. Substrings are defined by indexed string variables. The name of an integer variable starts with the character S followed by a letter or by a letter and a digit. The names of string variables consist of character C followed by a letter.

The integer decimal or hexadecimal constants have 2 bytes sign and magnitude representation. Real constants will include the decimal point or/and the exponent. Their floating point representation requires 4 bytes (the boundaries are : +/—2.71051E-20 and +/—9.2233/E18)

Arithmetic operators are : +, —+, <, /.

Integer expressions may include logic operators, the functions LET, GET and indirect addressing operator " ·", The " ·" operator is used in conjunction with a variable (integer, real or string). If it is used with an integer or real variable the " ·" operator addresses a byte located anywhere in the memory. For example, if U = 7000H, then LET. U = = 100, will deposit 100 at the location 7000H and LET A = U + 70 will force A = 170. If it is used with a string/substring variable the operator enables variable characters to be processed as integer numbers. For example LET @U = "A" and LET B = @U + 5 will force B = 46H.

This is the single way in which string elements may be used in expressions or in numeric values assignements.

The real expressions, beside the arithmetic operators, may include the exponentiation "↑" as well as mathematical functions as: SQR, LOG, EXP, SIN, COS, TAN, ATN, ABS, SGN or INT.

The relational operators: <,>, =, <=,>=, <>, are used in conjunction with IF statement.

13. Instructions

The following instructions were implemented: DIM, LET, IF.. THEN GOTO, GOSUB, RETURN, CALL, INPUT, PRINT, REM, END, STOP. Line numbers are optional; they are used in order to make references to a given instruction. A line may contain several instructions separated by " :".

Because the conversions from integer to real and vice versa are implemented only through assignement, the expressions must be homogeneous. Concerning the strings, when the value of an expression is assigned to a string variable, or when a string variable is assigned to an integer or real variable, the conversion reffers to the left hand variable type.

Examples:

```
LET @A(I) = (W-X)↑4.3          ASCII expression value conversion in
                               @A(I)
                               ; substring
LET $I = @A(I,J)               ; integer substring @A(I, J) conversion
                               ; (the substring must be a number-other-
                                 wise no action occur)
LET PUT (70H) = GET(100H)      ; I/O operations
LET PUT (70H) = .A             ; if A = 200H, the instruction reads the
                               ; content of 200H location and outputs
                               ; this value at the port 80H
LET.@A(I) = GET(128)+I         ; the value from the input port 128 is
                               ; added to I and then stored in @A on
                               ; I-th position the first character from
LET PUT (80H) = .@A              @A string is sent to output port
                                 80H
```

It should be noticed the extension of the string variable utilisation due to the "." operator. In the same way, string may be used in IF statement. For example:

```
IF.@A(I) = 31H THEN 100        ; comparison of I-th character from
                                 string @A with "1"
```

The indexed variables (having one dimension) must be declared in DIM statement. However, in LET statement, the string variables may be direct used when a constant string is assigned to them. For example:

```
LET @A = "A STRING"            ; @A will have 8 elements
```

In conjunction with INPUT and PRINT statements, the strings/substrings variables may be used in usual manner:

```
INPUT A, @A, CB(I, J): PRINT @A(2,7), Cl, "F = ", M@A
```

1.4 Execution speed test

In order to compare the run time for a BASIC program executed in the interpretative mode wtih the run time of the code generated by the compiler, an IF loop was chosen.

```
10 LET I = 0.
20 LET I = I + 1.
30 IF I > 10000. THEN 50
40 GOTO 20
50 END
```

The generated code for this program is presented in Appendix.

The time of interpretative execution was roughly 5 minutes and 10 seconds (It must be noted that above mentioned 100p implemented by FOR statement takes only 40 seconds). The time is wasted on one hand by constants 1. and 10000. conversions in the loop and on the other hand by addition and substraction operations. For this example the duration of the parsing process is too small to be taken into account

The execution of the compiled program lasted about 34 sec. The main contribution to this is due to the calling of arithmetic routines (wich last about 2 msec. each) in the loop.

In order to increase the execution speed, the program was written for integer values. In this case only 4 sec. were needed. It should be mentioned that the given example is not the best one for integer values represented in sign and magnitude format.

For larger programs including many constants and sofisticated expressions, the difference in execution time will be greater; some programs, as sorting, may not be executed interpretatively.

3. Implementation

The compiler is written in PL/M language and can run on a microcomputer with INTEL 8080 microprocessor under ISIS II operating system. The source program in BASIC represents the input file (on diskette) for the compiler. In the generated code the compiler calls routines from two libraries : one with 41 routines (arithmetic and utility routines) and the other, SYSTEM. LIB with input/output routines. The generated code is a program in assembly language (ASCII) for INTEL 8080 and is stored in a file on diskette. In order to get code in machine language (object module),the user must assembly the program generated by the compiler. In writing the compiler we had in view the possibility to burn in PROM memories the generated code. Hence, the generated code do not alter itself during execution, and the variable area (variabels from BASIC program and the working stack) makes a separate segment (DSEG) so that, with LINK and LOCATE programs, from ISIS II, the user can store the code and variable area at desired addresses.

The compilation is made in one pass over the source text, using a technique of recursive descent translation. This technique was allowed

because PL/M compiler from ISIS-II accepts recursive procedures. Therefore, in expression processing, the compiler makes use of a stack (STV in appendix) and B, C register as a pointer in this stack. The maximum length of this stack is computed by the compiler during generation, the memory allocation for the stack being made depending on the expressions in source text. Also, the memory allocation for hardware stack (SP) is made with STKLN instruction) as much as required by the generated code (the dimension of the stack segment can be modified, if desired, with LOCATE program). During compilation, we keep track of register utilisation in order to avoid loadings of the same values consecutively.

The way in which the compiler generates names for variables, constants and labels is illustrated in Appendix. In code generation, the compiler uses as auxiliaries three tables. One table keeps the names corresponding to variables in basic program and their dimensions, the second keeps the constants in program converted in internal representation (on four or two bytes) and the third contains the labesls in program (to test if there are undefined labels). At the end of code generation, using the table with constants, the compiler generates constants with DB instructions and after that generates a data segment with storage for variables (from the first table).

When the compiler generates CALL's to utility routines, it points out the called routines, so that, finally it can generate EXTRN only with appealed routines.

Conclusions

As it is known, most BASIC languages are implemented interactively, which facilitates program writing and debbuging. In order to achieve these facilities the interpreter must be memory resident. Also, the program execution is slow which affects the real time applications.

The above mentioned difficulties could be avoided using a compiler. This allows code generation for dedicated applications, when programs must be stored in PROM or REPROM. Also, frequently executed programs may take the full advantage of this facility.

The measurements on program samples have proved the advantage of this approach in microcomputer program developement.

Appendix

The generated code for the program (IF 100P) listed in section 1.4.

```
        CSEG
          EXTRN   CB0017, CB0013, CB0001, CB0020, CB0002, CB0035
START :
        LCI       SP, STACK          ;stack initalisation
        LXI       B, STU             ;B, C res. pointer in evallator stack
L10 :                                ;L10 = label for line ten
        LXI       H, UI              ;UI = name of real variable I
        PUSH      H
        LXI       H, C0000
        POP       D
        CALL      CB0017             ;routine that make the assignement
```

```
L20 :
        LXI     H, UI
        PUSH    H
        CALL    CB0013          ;ruotine that pushes first operand
                                ;in STU stack
        LXI     H, C0001        ;1.
        CALL    CB0013          ;push the second operand
        CALL    CB0001          ;routine that add the two operands
                                ;and reduce the stack
L30 :
        LXI     H, UI
        CALL    CB00013         ;push in STU
        LXI     H, C0002
        CALL    CB0013
        CALL    CB0002          ;routine that substracts the operands
                                ;from stack
        CALL    CB0035          ;test routine
        JC      L50
L40 :
        JMP     L20
L50 :
        HLT
C0000 : DB      00H, 00H, 00H, 00H  ;0, in floating point
C0001 : DB      80H, 00H, 00H, 01H  ;1.
C0002 : DB      9CH, 40H, 00H, 0EH  ;10000.
        DSEG    PAGE            ;variable area
STU :   DS      OCH             ;evaluator stack (12 bytes)
UI :    DS      01H*4           ;I variable
        STKLN   OAH             ;SP stack
        END     START
```

REFERENCES

1. *M. D. Maples, E. R. Fisher* Real-Time Microcomputer Applications using LLL BASIC Computer, Sept, 1977 pp. 14—21
2. *F. L. Bauer, I. Eiakel*, Compiler Construction-an advanced course-Springer Verlag—1975
2. * * * National Semiconductor INS8295 NIBL BASIC Interpreter for INS8060. Data sheet april—1978.

Micro-basic compiler

Scrierea unui compilator pentru limbajul BASIC descris, a fost impusă de limitările de viteză și memorie ale unui interpretor disponibil, limitări ce afectează aplicațiile în timp real.
Implementarea a fost rapidă, extensibilă și portabilă, datorită utilizării limbajului PL/M.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

C. Z.: 681. 327

ALGORITM DE ASIGNARE A STĂRILOR LA AUTOMATELE REALIZATE FOLOSIND MEMORII CU CONȚINUT PERMANENT

DAN GOLUMBOVICI *

Asignarea stărilor pune probleme deosebite la automatele secvențiale realizate cu circuite logice convenționale : porți și bistabili. La automatele secvențiale realizate folosind memorii cu conținut permanent de tip ROM problema asignării stărilor poate fi pusă sub alt aspect. Algoritmul de asignare prezentat de autor reduce costul total al realizării unui automat secvențial pe seama reducerii numărului de biți în cuvîntul ROM necesari pentru memorarea perechii stare-cuvînt de ieșire.

1. Introducere

O etapă importantă în proiectarea automatelor secvențiale clasice este asignarea cîte unui cod binar distinct pentru fiecare stare a automatului. Alocarea acestor coduri trebuie efectuată astfel încît să se obțină un cost final minim al realizării, în unele cazuri urmărindu-se și alte obiective (eliminarea curselor și hazardurilor, detectarea și semnalarea erorilor în funcționarea automatului etc.). În cazul automatelor secvențiale realizate utilizînd memorii cu conținut permanent de tip ROM asignarea stărilor nu mai afectează prețul realizării, dacă ne referim numai la subautomatul automatului considerat.

Algoritmul prezentat în această lucrare reduce, în unele situații, costul realizării unui automat secvențial sincron folosind memorii cu conținut permanent de tip ROM prin alocarea unui număr redus de biți pentru codificarea perechii stare-ieșire.

2. Formularea problemei

În cazul automatelor secvențiale ce folosesc componente clasice (bistabili și porți), pentru a obține realizarea optimă trebuie examinate în general $\frac{2^n!}{(2^n-r)!\,n!}$ posibilități, pentru un automat cu r stări și

Manuscris predat redacției la data de 8 septembrie 1980
* Ing., I.C.E.

n variabile de codare ([1]). În cazul particular al folosirii bistabililor de tip D (CDB 474E) numărul variantelor de codare ce trebuie examinate se reduce la $\frac{(2^n-1)!}{(2^n-r)!n!}$ ([2]). Pentru automate secvențiale complexe dificultățile sînt practic insurmontabile.

Utilizarea memoriilor cu conținut permanent de tip ROM înlătură această problemă. Memoria de tip ROM conține decodor complet pentru variabilele de intrare (adrese) și de aceea orice variantă de asignare care alocă la stări distincte coduri distincte este validă. În ROM trebuie memorate codurile stărilor și ieșirea corespunzătoare fiecărei stări în cazul automatelor de tip Moore, sau o funcție de selecție a cuvîntului de ieșire după cuvîntul de intrare în cazul automatelor de tip Mealy. Este posibilă în unele situații reducerea numărului de biți necesari în cuvîntul ROM pentru memorarea perechii stare-ieșire prin asignarea stărilor astfel încît cuvîntul de ieșire să fie o funcție simplă de tranziția automatului. Algoritmul se aplică automatelor secvențiale de tip „Moore cu întîrziere".

3. Algoritm de asignare a stărilor

Definiția 3.1. Un automat Moore cu întîrziere este un 5-uplu $M = \{I, S, Z, f, h\}$, unde :

$$f : S \times I \to \mathcal{P}^*(S)$$

$$h : S \to \mathcal{P}^*(Z)$$

și $$z_t \in h(s_t)$$

S-a notat cu $\mathcal{P}^*(K)$ mulțimea părților nevide ale mulțimii K.

Algoritmul prezentat în continuare se aplică numai acestui tip de automat. Oricărui automat secvențial de tip Mealy îi corespunde un automat Moore cu întîrziere și invers ([3], [4]).

Definiția 3.2. Spunem că două automate secvențiale : $M_1 = \{S_1, I, Z, f_1, g\}$ de tip Mealy și $M_2 = \{S_2, I, Z, f_2, h\}$ de tip Moore cu întîrziere sînt echivalente dacă oricărei stări a primului automat îi corespunde o stare în al doilea în așa fel încît la aplicarea aceleiași secvențe finite de cuvinte de intrare celor două automate ele vor furniza aceeași secvență finită de cuvinte de ieșire :

$$g(S_1, p) = g(S_2, p), \ \forall p \in I^*, \ p \neq e$$

S-a notat cu I^* semigrupul liber generat de I.

Se notează cu $|S|$ numărul stărilor și cu $|Z|$ numărul cuvintelor de ieșire distincte ale automatului. Se presupune $|Z| > 1$ ($|Z| = 1$ implică inutilitatea automatului) și $|S| \geqslant 2$. Se notează cu $n = \lceil \log_2 |S| \rceil$ numărul de biți strict necesari pentru codarea stărilor și cu $k = \lceil \log_2 |Z| \rceil$ numărul de linii de ieșire.

Definiția 3.3. O partiție pe mulțimea S după valoarea unei linii de ieșire este :

$$p_{ei} = \{B_{i1},\ B_{i0}\} \qquad i = 1,\ 2,\ \ldots,\ k$$

unde $$B_{i1} = \{s_j | s_j \in S,\ h_i(s_j) = 1\}$$

și $$B_{i0} = \{s_j | s_j \in S,\ h_i(s_j) = 0\}$$

S-a notat $h_i(s_j)$ bitul i al cuvîntului de ieșire al automatului pentru starea s_j. Vor exista k asemenea partiții pentru orice automat Moore.

Notînd cu y_m, $m = 1,\ 2,\ \ldots,\ r$ variabilele de stare ale asignării căutate, se fac asignările inițiale :

— $y_i = 0$ pentru toate stările aflate în blocul B_{i0} al fiecărei partiții p_{ei} ;

— $y_i = 1$ pentru toate stările aflate în blocul B_{i1} al fiecărei partiții p_{ei}.

Această primă asignare acoperă k biți din cei r biți necesari (întotdeauna $r \geqslant k$). Pot exista trei situații distincte :

1. $n = k$. În acest caz pot apare două alternative :

a. — $|Z| < |S|$. Se vor grupa pe seturi stările cu același cod. Un set $Q_{cj} = \{s_i | s_i \in S,\ z_i \in Z,\ h(s_i) = z_i = \text{const.}\}$ Dintre acestea se alege setul Q_{cm} cu număr maxim de stări :

$$|Q_{cm}| = \max(|Q_{cj}|,\ j = 1,\ 2,\ \ldots,\ q)$$

unde s-a notat cu $|Q_{cj}|$ numărul de stări din setul Q_{cj}.

Pentru o codare completă este nevoie de încă $[\log_2|Q_{cm}|]$ biți :

$$r = [\log_2|Z|] + [\log_2|Q_{cm}|]$$

$$n < r \leqslant (n + k)$$

b. $|Z| = |S|$. Asignarea este terminată.

$$r = n = k$$

2. $n > k$. Vor exista mai multe stări cu aceleași coduri. Procedînd ca în cazul 1a, numărul total de biți de codare necesari va fi :

$$r = [\log_2|Z|] + [\log_2|Q_{cm}|]$$

$$n < r \leqslant (n + k)$$

3. $n < k$. Există și în această situație două alternative :

a. Pot fi găsite $|S|$ coduri distincte alegînd convenabil un număr de n linii de ieșire. Există C_k^n variante posibile ce trebuiesc examinate. $r = k$ și asignarea este terminată. Biții y_i corespunzători liniilor de ieșire alese pentru formarea celor $|S|$ coduri distincte definesc starea.

b. Nu pot fi găsite $|S|$ coduri distincte oricum s-ar grupa liniile de ieşire. Studiind cele C_k^n variante de grupare a liniilor de ieşire se alege varianta pentru care setul maxim de stări cu coduri identice Q_{cm} este cel mai mic. Numărul total de biţi folosiţi pentru codare va fi :

$$r = k + [\log_2 |Q_{cm}|]$$

$$k < r \leqslant (n + k)$$

Aplicînd algoritmul prezentat automatului din fig. 1 rezultă :

$$p_{e1} = \{\overline{2,4}\,;\ \overline{1,3,5}\}$$

$$p_{e2} = \{\overline{2,3,4}\,;\ \overline{1,5}\}$$

$$k = 2,\ n = 3,\ |S| = 5,\ |Z| = 3.$$

Vor fi alocate codurile parţiale :

	i_1	i_2	i_3	i_4	Z
1	1	2	1	3	0 0
2	2	1	3	1	1 1
3	1	1	5	1	0 1
4	1	2	1	3	1 1
5	4	2	1	—	0 0
					$z_1 z_2$

Fig. 1

1 — 00

2 — 11

3 — 01

4 — 11

5 — 00

Situaţia corespunde cazului $2(n > k)$.

$$Q_{c1} = \{\overline{1,5}\} \quad |Q_{c1}| = 2$$

$$Q_{c2} = \{\overline{2,4}\} \quad |Q_{c2}| = 2$$

$$Q_{c3} = \{\overline{3}\} \quad |Q_{c3}| = 1$$

$$|Q_{cm}| = \max(|Q_{c1}|, |Q_{c2}|, |Q_{c3}|) = 2$$

Necesarul de biți de codare va fi :

$$r = [\log_2|Z|] + [\log_2|Q_{cm}|] = \log_2 3 + \log_2 2 = 2 + 1 = 3$$

Va rezulta asignarea finală :

	y_1	y_2	y_3
1	0	0	0
2	0	1	1
3	0	0	1
4	1	1	1
5	1	0	0

Biții y_2 și y_3 reprezintă în același timp și cele 2 linii de ieșire, nemaifiind necesară memorarea lor separat :

$$z_1 = y_2, \; z_2 = y_3$$

Concluzii

Deși elaborat de autor pentru automate de tip „Moore cu întîrziere", algoritmul de asignare prezentat poate fi folosit și la automatele de tip Mealy, după transformarea acestora pe baza echivalenței dată în definiția 3.2.

Marea majoritate a cazurilor reale duc la rezolvări cu număr redus de biți. Eliminarea blocului de calcul al funcției de ieșire duce la creșterea fiabilității și reducerea costului automatului.

Algortimul este aplicabil în proiectarea modernă a automatelor secvențiale folosind componente LSI, de tipul memoriilor cu conținut permanent, a căror utilizare în cadrul automatelor secvențiale se face pe principii apropiate de microprogramare. Metodele și algoritmii optimali, exacți și generali duc în multe situații reale la probleme practic nerezolvabile. Tendința actuală este ca pe clase de probleme particulare să se găsească rezolvări optime sau cvasioptime ([5]).

Dezavantajul general al acestor realizări optimizate este că își pierd flexibilitatea. Aceasta înseamnă că orice modificare în funcționarea automatului duce la necesitatea reproiectării complete a acestuia.

BIBLIOGRAFIE

1. *V. T. Rhyne, P. S. Noe*, "On the number of distinct state assignments for a sequential machine" — IEEE Transactions on computers, Nr. 1, vol. C-26, 1977
2. *P. S. Noe, V. T. Rhyne*, "Optimum state assignment for the D flip-flop" — IEEE Transactions on computers, Nr. 3, vol. C-25, 1976
3. *I. Creangă, C. Reischer, D. Simovici*, "Introducere algebrică în informatică. Teoria automatelor" — Ed. Junimea, Iași—1973
4. *D. Lewin*, "Systèmes logiques" — trad. Louis Maret, Ed. SPES S. A., Lausane
5. *D. Lewin*, "Computer — aided design of digital systems" — Edward Arnold—1977.

State Assignment Algorithm for the Realization of State Machines Using ROM's

State assignment is a difficult problem for the realization of state machines using gates and flip-flops. In the case of state machines realized using ROM's the state assignment problem may be stated from a different point of view. The state assignment algorithm presented by the author reduces the overall cost of the realization of a state machine reducing the number of bits in the ROM word used to code the state — output word pair.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

C.Z. 681. 327

ON AN IF-THEN-ELSE TECHNIQUE FOR AUTOMATED THEOREM PROVING IN PROPOSITIONAL CALCULUS

VLAD DABIJA*

In this paper, an IF-THEN-ELSE approach to the automated theorem provers is presented. The method is an alternative to resolution, for the case of the propositional calculus. The technique presented has the advantage of requiring a small amount of memory.

1. Introduction

Almost all automated theorem provers (ATP) are based today on resolution, which was designed specifically for use with computers [1]. Unfortunately, this method has serious limitations [2] due to the need of generating new clauses, and therefore the amount of memory required is sometimes within the bounds of only the most modern computers, or sometimes even beyond these bounds. We shall present in this paper as an alternative to the use of resolution, a method based on the IF-THEN-ELSE trees (ITE trees). The paper is based on the results presented in [4] and represents a continuation of [4].

2. Theoretical considerations

We shall present now two basic theorems which, along with theorems 1—3 in [4] represents the theoretical support of this paper.

Theorem 1 : If A_1 and A_2 are two ITE trees in the same class in $\mathcal{A}/E$, and a_1 and a_2 are two clauses associated to them, we can get a formal proof [3] of a_2 from a_1 by using as inference rule "modus ponens" and the following three axioms :

$$\mathcal{A}_1 : p \Rightarrow (q \Rightarrow p)$$

$$\mathcal{A}_2 : (p \Rightarrow (q \Rightarrow r)) \Rightarrow ((p \Rightarrow q) \Rightarrow (p \Rightarrow r))$$

$$\mathcal{A}_3 : \bar{\bar{p}} \Rightarrow p$$

Manuscript received 17 October 1980
* Student in Computers and Control Engineering

and using the complete set of operators $T = \{\Rightarrow, F\}$, and where $p = p \Rightarrow \Rightarrow F$. [3].

Proof: We shall use the following notations [3] (fig. 1).

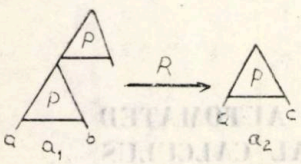


Fig. 1

In fig. 1 the notations are:

$a_1 = (p \wedge p \wedge a) \vee (p \wedge \bar{p} \wedge b) \vee (\bar{p} \wedge c)$

$a_2 = (p \wedge a) \vee (\bar{p} \wedge c)$ (see definition 1) in [4])

Using the obvious identities:

$a \vee b = \bar{a} \Rightarrow b$ an $a \wedge b = \overline{a \Rightarrow \bar{b}}$

we obtain: $a_1 = (\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}) \Rightarrow ((\overline{p \Rightarrow p}) \Rightarrow \bar{b}) \Rightarrow \Rightarrow (\overline{\bar{p} \Rightarrow \bar{c}}))$

$$a_2 = (p \Rightarrow \bar{a}) \Rightarrow (\overline{\bar{p} \Rightarrow \bar{c}})$$

We show that $\{a_1\} \vdash a_2$
and using the deduction theorem in [3]:

$$\{a_1, p \Rightarrow \bar{a}\} \vdash \overline{\bar{p} \Rightarrow \bar{c}}$$

The formal proof consists of the following array of clauses:

1) a_1

2) $p \Rightarrow \bar{a}$

3) $((\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}) \Rightarrow ((\overline{p \Rightarrow p} \Rightarrow \bar{b}) \Rightarrow (\overline{\bar{p} \Rightarrow \bar{c}}))) \Rightarrow (((\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}) \Rightarrow \Rightarrow (\overline{p \Rightarrow p} \Rightarrow \bar{b})) \Rightarrow ((\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}) \Rightarrow (\overline{\bar{p} \Rightarrow \bar{c}}))) \quad (\mathcal{A}_2)$

4) $((\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}) \Rightarrow (\overline{p \Rightarrow p} \Rightarrow \bar{b})) \Rightarrow ((\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}) \Rightarrow (\overline{\bar{p} \Rightarrow \bar{c}}))$ $(3 = 1 \Rightarrow 4)$

5) $(\overline{p \Rightarrow p} \Rightarrow \bar{b}) \Rightarrow ((\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}) \Rightarrow (\overline{p \Rightarrow p} \Rightarrow \bar{b}))$ $(\mathcal{A}_1)$

6) $(p \Rightarrow (\bar{\bar{p}} \Rightarrow p)) \Rightarrow ((p \Rightarrow \bar{\bar{p}}) \Rightarrow (p \Rightarrow p))$ $(\mathcal{A}_2)$

7) $p \Rightarrow (\bar{\bar{p}} \Rightarrow p)$ $(\mathcal{A}_1)$

8) $(p \Rightarrow \bar{\bar{p}}) \Rightarrow (p \Rightarrow p)$ $(6 = 7 \Rightarrow 8)$

9) $p \Rightarrow \bar{\bar{p}}$ (see proof in [3])

10) $p \Rightarrow p$ $(8 = 9 \Rightarrow 10)$

let us prove now that $\vdash \overline{p \Rightarrow p} \Rightarrow \bar{b}$

i.e. $\vdash \overline{p \Rightarrow p} \Rightarrow (b \Rightarrow F)$

i.e. $\{\overline{p \Rightarrow p}\} \vdash b \Rightarrow F$

i.e. $\{\overline{p \Rightarrow p},\ b\} \vdash F$, and therefore :

12) F

so we have proved that :

13) $\overline{p \Rightarrow p} \Rightarrow \bar{b}$

14) $(\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}) \Rightarrow (\overline{p \Rightarrow p} \Rightarrow \bar{b})$ $(5 = 13 \Rightarrow 14)$

15) $(\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}) \Rightarrow (\overline{\bar{p} \Rightarrow \bar{c}})$ $(4 = 14 \Rightarrow 15)$

but $2) = p \Rightarrow \bar{a} = p \Rightarrow (a \Rightarrow F)$; we shall prove now that :

$\{2)\} \vdash (\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a})$

i.e. $\{2,\ \overline{p \Rightarrow \bar{p}}\} \vdash a \Rightarrow F$

i.e. $\{p \Rightarrow \bar{a},\ \overline{p \Rightarrow \bar{p}},\ a\} \vdash F$

i.e. $\{p \Rightarrow \bar{a},\ a\} \vdash \overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow F = p \Rightarrow \bar{p}$

i.e. $\{p \Rightarrow \bar{a},\ a,\ p\} \vdash \bar{p} = p \Rightarrow F$

i.e. $\{p \Rightarrow \bar{a},\ a,\ p,\ p\} \vdash F$

and :

16) p

17) $\bar{a} = a \Rightarrow F$ $(2 = 16 \Rightarrow 17)$

18) a

19) F $(17 = 18 \Rightarrow 19)$

so we have proved that : $\{2)\} \vdash \overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}$ i.e.

20) $\overline{p \Rightarrow \bar{p}} \Rightarrow \bar{a}$

21) $\overline{\bar{p} \Rightarrow \bar{c}}$ $(15 = 20 \Rightarrow 21)$.

It follows that R is equivalent to $\{\mathcal{A}_1, \mathcal{A}_2, \mathcal{A}_3\}$ and „modus ponens" For Q we have the representation in fig. 2, where:

$$a_1 = (p \wedge q) \vee (\bar{p} \wedge q) = (p \Rightarrow \bar{q}) \Rightarrow \overline{(\bar{p} \Rightarrow \bar{q})}$$

$$a_2 = q.$$

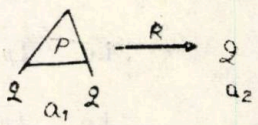


Fig. 2.

So we have to prove that:

$$\{(p \Rightarrow \bar{q}) \Rightarrow \overline{(\bar{p} \Rightarrow \bar{q})}\} \vdash q = \bar{\bar{q}} = \bar{q} \Rightarrow F$$

i.e. $\{(p \Rightarrow \bar{q}) \Rightarrow \overline{(\bar{p} \Rightarrow \bar{q})},\ \bar{q}\} \vdash F,$

And the array of clauses in the proof is as follows:

1) $(p \Rightarrow \bar{q}) \Rightarrow \overline{(\bar{p} \Rightarrow \bar{q})}$

2) $\bar{q}$

3) $\bar{q} \Rightarrow (p \Rightarrow \bar{q})$ $(\mathcal{A}_1)$

4) $p \Rightarrow \bar{q}$ $(3 = 2 \Rightarrow 4)$

5) $\overline{\bar{p} \Rightarrow \bar{q}} = (\bar{p} \Rightarrow \bar{q}) \Rightarrow F$ $(1 = 4 \Rightarrow 5)$

6) $\bar{q} \Rightarrow (\bar{p} \Rightarrow \bar{q})$ $(\mathcal{A}_1)$

7) $\bar{p} \Rightarrow \bar{q}$ $(6 = 2 \Rightarrow 7)$

8) F $(5 = 7 \Rightarrow 8)$

and in this way as have proved that Q is also equivalent to $(\mathcal{A}_1, \mathcal{A}_2, \mathcal{A}_3)$ and "modus ponens".

Q.E.D.

Theorem 2: If the initial clause is a theorem, the minimal tree is the constant 1.

Proof: Assume that the minimal tree is not the constant 1. It is compulsory then, that on the leaf of the minimal tree to have the constant 0. This means that for the corresponding combination of values of the variables the clause is false, i.e. the clause is not a theorem. Therefore if the clause is a theorem, the minimal tree has to be the constant 1.

3. The algorithm for the ATP

Based on the theoretical premises presented above, we shall present now an algorithm for automate theorem proving in propositional calculus.

The first step is to obtain the ITE tree form from the given clause by rules (2.1)—(7.1) in § 1 in [4].

Then by R and Q applied in the order of their L_r and D_r we obtain the minimal tree. If it is the constant 1, the clause is a theorem.

We can then rebuild the formal proof (also automatically) by means of theorems 1 and 2 in § 2 and theorem 3 in § 4 in [4] and by the following considerations:

If we denote our clause by T, we prove that:

$$\{T\} \vdash 1.$$

If we take $\bar{T}$ (that is on all leaves we shall have the complemented values) we prove that:

$$\{\bar{T}\} \vdash F, \quad \text{i.e.} \vdash \bar{T} \Rightarrow F = \bar{\bar{T}} = T$$

which means that we prove $\vdash T$, which represents a formal proof for the theorem.

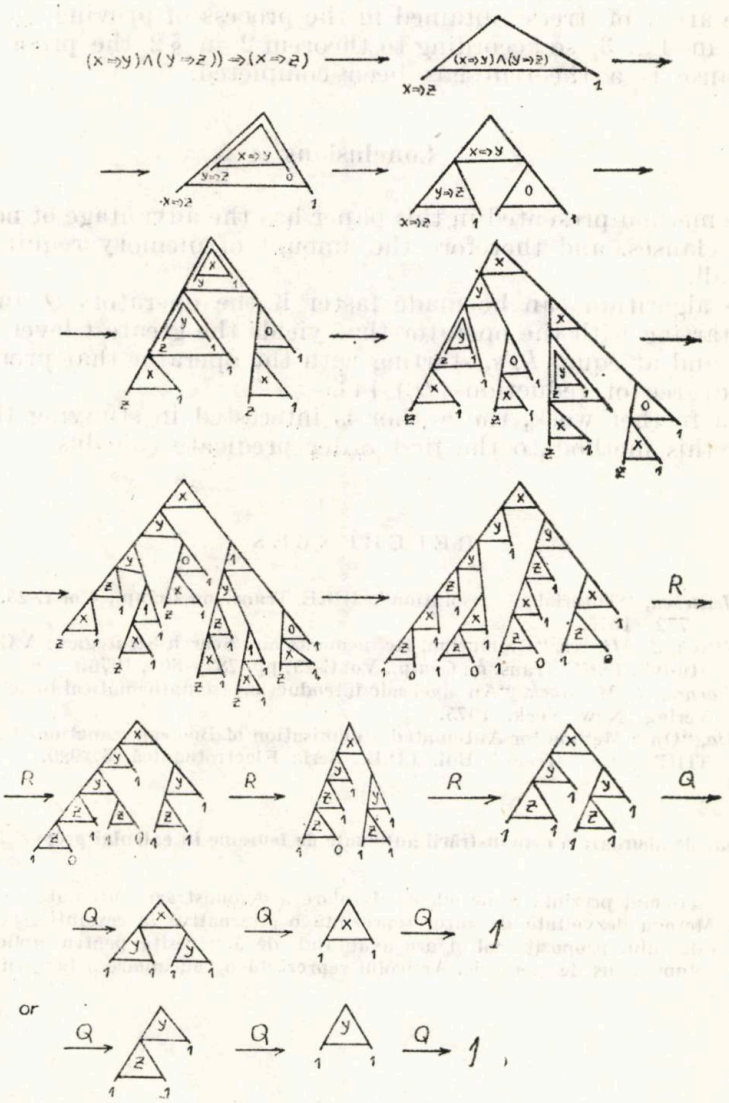


Fig. 3.

4. An Example

We shall present now an example of applying the algorithm presented in the previous section in order to obtain an automatical proof of a theorem using IF-THEN-ELSE trees.

Let us consider the following theorem :

$$((x \Rightarrow y) \wedge (y \Rightarrow z)) \Rightarrow (x \Rightarrow z)$$

The array of trees obtained in the process of proving the theorem is shown in fig. 3, so according to theorem 2 in § 2 the proof that the initial clause is a theorem has been completed.

Conclusions

The method presented in this paper has the advantage of no generating new clauses, and therefore the amount of memory required being quite small.

The algorithm can be made faster if the operators Q and R are applied starting with the operator that yields the greatest level of reduction (L_r), and at equal $L_r's$, starting with the operator that produces the greatest degree of reduction (D_r) [4].

As a further work, the author is interested in studying the application of this method to the first order predicate calculus.

REFERENCES

[1] *L. J. Henschen*, "Tutorial on resolution", IEEE Trans. on Comp., Vol C-25, pp. 769—772, 1976.

[2] *G. A. Wilson, J. Minker*, "Resolution, Refinements and Search Strategies : A Comparative Study", IEEE Trans. on Comp., Vol C-25, pp. 782—801, 1976.

[3] *D. W. Barnes, J. M. Mack*, "An algebraic introduction to mathematical logic", Springer-Verlag, New York, 1975.

[4] *V. Dabija*, "On a Method for Automated Minimisation of Boolean Functions Based on IF-THEN-ELSE Trees", Bul. I.P.B., Seria Electrotehnică, 3/1980.

Metodă de abordare a demonstrării automate de teoreme în calculul propoziţional

Articolul prezintă o metodă de abordare a demonstrării automate de teoreme. Metoda dezvoltată de autor reprezintă o alternativă la rezoluţie, pentru cazul calculului propoziţional şi are avantajul de a necesita pentru aplicarea ei un volum redus de memorie. Articolul reprezintă o continuare a lucrării [4].

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 2

C. Z.: 681. 32

HARDWARE ORGANIZATION AND PERFORMANCE ANALYSIS OF A MULTIPLE — MICROPROCESSOR SYSTEM

AHMAD HIDAR*

This paper proposes a simple organization of a multiple microprocessor system for time — critical control processes. The effect of interference due to bus contentions is investigated. The results are used in the design of multiple-microprocessor systems subject to a timing constraint, in which the total time for execution of the control process does not exceed a preset value.

1. Introduction

The advent of inexpensive microprocessors has led to the development of cost-effective microprocessor systems for dedicated control tasks. One drawback of the existing microprocessors is their speed limitation. As a result, a processing system built from one microprocessor (to be abbreviated as μP) may not have a high enough throughput to meet the speed requirements of some on-line control functions, most of which are time critical. This leads us to the consideration of multiple — μP systems, in which a number of μP's sharing, at least, a part fo memory and I/O devices are connected together and are allowed to operate in parallel to achieve a higher total throughput.

However, the design of a multiple — μP systems gives rise to certain problems and open issues : what is the most effective type of μP/memory and $\mu P/\mu P$ interconnection structures, and what are the related communication protocols ? Another problem is : how-would interferences due to bus contentions and memory reference conflicts affect the overall performance of the system.

In this paper, an architecture eliminating the memory conflicts is proposed, and we present there a new approach to investigating into the effect of interference due to bus contentions, in a multiple μP system designed for dedicated executoin of a control process with well-defined control functions.

---

* Ph. D. General Institution for Executing Industrial Project — Damascus, Syria.
Manuscript received 31 May 1980

2. The problem formulation

The control operations to be performed by the multiple — μP system are represented in the form of a directed acyclic graph [4] and this graph will be known as the process graph [9],

Definition 2.1. A process graph $G(V, A)$ for a control process is defined to be a directed acyclic graph such that :

i) There is only one initial node and one terminal node.

ii) V is the set of nodes representing the tasks of the control process.

iii) A is the set of ares representing the precedence relationships among the tasks.

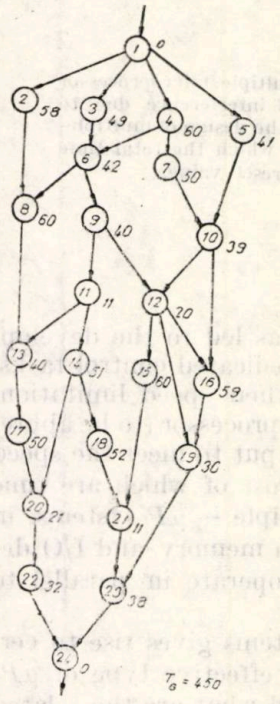


Fig. 1. An example of a process graph.

Definition 2.2. The timing constraint T_G for a process graph $G(V, A)$ is defined to be a non-negative real number, which is given the following meaning : The process graph $G(V, A)$ has to complete execution on, or before time T_G units, assuming that, the initial node has been initiated at time O.

Definition 2.3. A process graph is said to be executable subject to a given timing constraint in a multiple —μP system if the process graph can be executed without violation of timing constraint.

The execution time of each of the nodes, to be denoted as tv_i, $i = 1, 2, \ldots, |V|$, in $G)V, A)$ can be calculated after the control operations have been coded into instructions from the instruction set of the used μP. Fig. 1 is an example of a process graph, where the execution times (given in μP cycles) of the nodes and the timing constraint are listed.

Associated with process graph is a schedule according to which the nodes of the process graph are to be executed. In obtaining the schedule, the following assumption are made :

— Nonpreemptive execution, which means that once a node starts execution, it is continued to completion ;

— Restricted scheduling [22] which means that a new set of nodes cannot be initiated for execution until every one of the nodes in the set presently being executed has finished execution i.e., nodes are initiated at intervals. We can represent a chedule by an ordered set in which each element contains the nodes to be executed during an interval. For example, the following is the optimal schedule for the process graph in Fig. 1 : [(1,) (2, 3, 4), (5, 6 ,7), (8, 9, 10), (11, 12), (13, 14, 16), (15, 17, 18), (19, 20, 21 , (22,2 23), (24)]

We now proceed to define the problem to be studied in this paper :

The following items are given :

i) A process graph $G(V, A)$ and a timing constraint T for $G(V, A)$;

ii) The optimal schedule which does not involve violation neither of the precedence relationships nor fo T ;

Our goals is to find a suitable interconnection structure of a multiple — μP system, for which we make an investigation into the effect of bus contentions, to verify if $G(V, A)$ is still executable, subject to T , under this effect.

3. The proposed architecture

A large variety of multi-μP architectures have been proposed. The single shared bus organization proposed in [24, 17, 15, 1, 12] and in each cluster of Cm* organization [23] is the most straightforward architecture. The hierarchical organization proposed in [3, 10] seems to be more suited to the non-numeric applications. A more general hierarchical structure [2] proposes a multi-bus system for interconnecting μP's and memories. The general configuration of a multiple — μP system proposed in [9] for time-critical control processes includes a multiple multiplexed shared buses.

The use of multiple shared buses increases appreciably the system reliability, in comparison with the single shared bus organization, but the copmlexity of the system and consequently the total cost would be greatly increased.

Also, it is claer that, memory references via the shared bus incur bus delay overhead (propagation and arbitration delays).

For the applications, in which the most frequently referenced information (code or data) is identifiable in advance we propose the single shared-bus multi-μP organization incorporated with a substantial amount of private memory to each μP for avoiding the performance bottleneck of the bus [11]. The proposed organization uses separate lines for addresses data and control, in order to meet the speed requirements of the process control and to make benefit from the existence of such microproces-

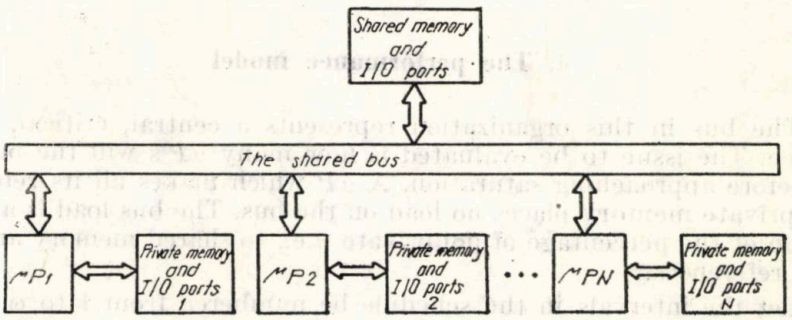
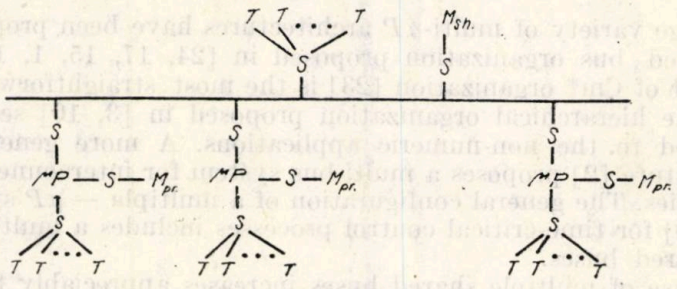


Fig. 2. The proposed organization of a multiple μP system

sors, for example Motorola MC 6800 (40 pins), Zilog Z 80 (40 pins), Texas Instrument TMS 9900 (64 pins), and Hewlett Packard MC2 (48 pins), which have separate address, data and control pins [18].

The proposed architecture of the multiple-μP system is shown in Fig. 2.

In Fig. 3 the same organization is illustrated in PMS notations [6]. Contention for the shared bus is resolved by a parrallel priority technique [5]. The arbitration procedure eliminates the possibility of adeadlock. Additional hardware implements a lock function to prevent simultaneous access by two or more μP's to certain critical data structures (critical section) in shared memory, such as stacks or queues. The hardware provides an indivisible test-and-set instruction which sets or resets the lock (mutual exclusion). Interprecessor communication is assumed to be achieved through interrupt lines present in most microprocessors. The ma-



3. The proposed organization illustrated in PMS notation

ximum number of μP's feasible on the shared bus will depend no bus drive loading considerations. Each device connected on the bus introduces a capacitive and a current load. The capacitive load adds more delay to the propagation time on the bus, which is about (5ns per meter). Propagation delays must be taken into account to guarantee bus timing. The driving power of the weakest output gate and the speed performance required limits the load and decides the number of devices that may be connected to the bus.

Even under this consideration, systems containing up to 16 μP's are feasible.

4. The performance model

The bus in this organization represents a central, critical, shared resource. The issue to be evaluated is how many μP's will the bus support before approaching saturation. A μP which makes all its references to its private memory places no load on the bus. The bus load is a strong function of the percentage of nonprivate (i.e., to shared memory and I/O) ports) references.

Let the intervals in the schedule be numbered from 1 to ω, where an interval is the period between the initiation for execution of two succesive sets of nodes. Let V_j be the set of nodes scheduled at interval j, then it is evident that.

$$\bigcup_{j=1}^{\omega} V_j = V, \quad \bigcap_{j=1}^{\omega} V_j = 0$$

The lenght of the interval j, denoted T, is:

$$T_j = \max_{v \in V_j} \{t_v\}, \qquad j = 1, 2, \ldots, \omega$$

For convenience, all time durations and intervals are (other less be specified) assumed to be in terms of the number of μP cylces.

Definition 4.1. The bus utilization factor at the interval j, denoted as U_j, is defined to be the ratio between the total time the bus is busy at interval j $t_{\text{bus}}(j)$, and the lenght of this interval T_j. i.e.

$$U_j = \frac{t_{\text{bus}}^{(j)}}{T_j}, \qquad j = 1, 2, \ldots . \omega.$$

Definition 4.2. The coupling degree of μPi, at the interval j in a multiple-μP system, to be denoted as $C_j(i)$, is defined to be the ratio between the number of nonprivate (i.e., to shared memory and I/O ports) references and the total number of references made by μPi at the interval j.

Definition 4.3. The mean coupling degree of a μP at the interval j in a multiple $-$ μP system, to be denoted as $\bar{C}_j$ is defined to be the sum of the coupling degrees of the active μP's at interval j, devided by the number of active μP's at this interval N_j. i.e.,

$$\bar{C}_j = \frac{1}{N_j} \sum_{i=1}^{N_j} C_j(i) = \frac{1}{N_j} C_j, \qquad j = 1, 2, \ldots, \omega$$

Assuming no interference due to bus contentions, we define:

Definition 4.4. The most effective utilization of the bus at the interval j in a multiple-μP system is defined as the bus utilization, for which:

i) $U_j = 1$;

ii) All references via the bus at the interval j are completed within this interval (no saturation).

Theorem 4.1. Let μ be the mean service rate of the bus at the interval j (i.e., the number of completed references via the bus per μP cycle). To have the most effective utilization of the bus at the interval j in a multiple-μP system, the following equation must be satisfied:

$$\bar{C}_j = \frac{\mu_j}{N_j}, \qquad j = 1, 2, \ldots, \omega \tag{4.1}$$

Proof: (a) Let $R_j(v_i)$ the number of nonprivate references (i.e., requesting the bus service) from the μP, which executes the node v_i, $v_i \in V_j$ for all $i = 1, \ldots, N_j$. The time required to complete this $R_j(v_i)$

references via the bus at the interval j is $\frac{R_j(v_i)}{\mu_i}$ μP cycles. The utilization factor of the bus at the interval j is :

$$U_i = \frac{\sum_{i=1}^{Nj} \frac{R_i(v_i)}{\mu_j}}{T} = \frac{1}{\mu_j} \sum_{i=1}^{Nj} \frac{R_j(v_i)}{T_j}, \quad j = 1, 2, \ldots \omega$$

By definitions 4.2 and 4.2, also if we assume that a μP makes one memory or I/O reference every μP cycle, then :

$$U_j = \frac{1}{\mu_j} \sum_{j=1}^{Nj} C_j(i) = \frac{1}{j} C_j = \frac{1}{\mu_j} N_j C_j, \qquad j = 1, 2, \ldots, \omega$$

Substituting Eq. (4.1), we get : $U_j = 1$.

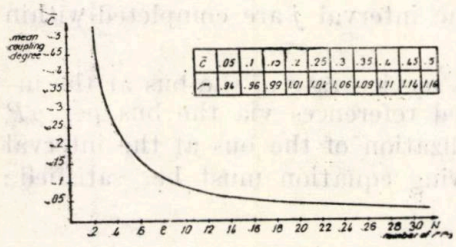
(b) Suppose that the mean coupling degree at the interval j $\bar{C}_j^*$, which produces the most effective utilization of the bus is different from that indicated by Ew. (4.1), then we have two cases :

i) $\bar{C}_j^* < \bar{C}_j$, it is easy to demonstrate according to (a) that $U_j < 1$ in this case;

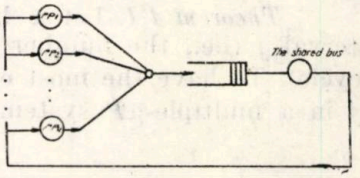
ii) $C_j > \bar{C}_j$, it is evident that, all references requesting the bus cannot be completed within the interval j.

Combining (a) and (b), we have the truth of the claimed statement. The information obtained from Eq. (4.1) is plotted in Fig. 4, for the case in which Intel 8080M μP us used with Intel's 2113 static RAM and Intel's 8708 ROOM's, where private memory references proceed without any wait states, while nonprivate references proceeded with an average number of two wait states.

Note that, the μP-cycle duration of a μP is a function of the coupling degree of this μP, because of that we have different μ for each interval, Fig. 4).



4. Plot of the mean coupling degree vs. the number of μP's



5. Basic performance model of the system

Definition 4.5. The performance of a multiple-μP system is defined as the total number of memory and I/O ports references per second.

Fig. 5 shows the basic queueing model, for the proposed organization. Each μP makes only private memory and I/O references, for an

exponentially distributed period of time before requesting service from the shared bus. The bus is shown as a single exponential server with a mean service time $1/\mu$ at the interval j. The bus overhead is absorbed into the delay feeding back to each μP.

Fig. 6 is a graph of overall system performance versus the mean coupling degree of each μP in the system, when there is no contention

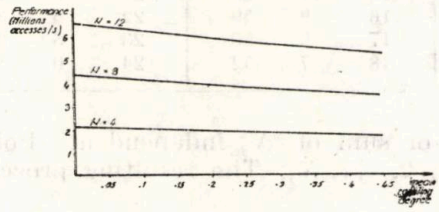


Fig. 6. Peformance vs. mean coupling degree, assuming n inoterference

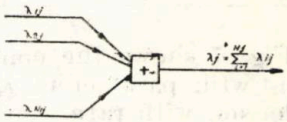


Fig. 7. Confluence of Poisson processes

for the bus. In other words, even if the shared bus was replicated N times to provide full concurrency for nonprivate references, the performance of the system does not grow linearly with the number of μP's, mainly because of the shared bus overhead.

5. Interference analysis

The effect of interference due to bus contentions and memory access conflicts is one of the most important problems in the design of cost-effective multiple-μP systems. A simple analytic expression is derived in [21] for the maximum throughput reduction for a single-bus multiple-μP system. Some analytic results that measure the amount of interference due to bus contentions and memory access conflicts as functions of the parameters of the multiple-μP system have been derived in [9]. Interference due to memory conflicts, which is eliminated in our system, has been investigated for one memory unit in [19] and for more than one memory unit in [7, 13].

Another investigation into the effect of bus contentions is made in this section.

Table 1 contains the number of nonprivate memory and I/O references and execution time of each node for example in Fig. 1. Let us form the following reference vector:

$$\left(\frac{R_j(v_1)}{t_{v_1}}, \frac{R_j(v_2)}{t_{v_2}}, \ldots, \frac{R_j(V_{Nj})}{t_{v_{Nj}}}\right), \quad j = 1, 2, \ldots, \omega.$$

We have proposed that, the process if requesting the bus utilization from the μP, which executes node v_i at the interval j, is Poisson arrival process with an arrival rate:

$$\lambda_{ij} = \frac{R_j(v_i)}{t_{v_i}}, \; i = 1, 2, \ldots, N_j, \quad j = 1, 2, \ldots \omega$$

Table 1

Node	$R(b)$	l_v	Node	$R(v)$	t_v	Node	$R(v)$	t_v	Node	$R(v)$	t_v
1	0	0	7	7	50	13	6	40	19	4	30
2	8	58	8	10	60	14	8	51	20	3	21
3	5	49	9	6	40	15	11	60	21	2	11
4	9	60	10	5	39	16	9	59	22	6	32
5	5	41	11	2	11	17	6	50	23	8	38
6	6	42	12	4	20	18	7	52	24	0	0

Fig. 7 shows the confluence or sum of N_j independent Poisson streams wtih parameters λ_{ij}, $i = 1, 2, \ldots, N_j$. The resulting process is also Poisson with rate

$$\lambda_j = \sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ij} \qquad [8].$$

Note that λ_{ij} is identical with $C_j(i)$ from the last section.

λ_{ij}, λ_j, μ_j and T_j for example in Fig. 1 are listed in Table 2. For a given interval, our problems is reduced to the steady-state solution of the queueing model M/M/1 /N. The solution is given in [14] by these two equations.

$$P_n = \frac{\lambda_0 \lambda_1 \ldots \lambda_{n-1}}{\mu_1 \mu_2 \ldots \mu_n} P_0 = P_0 \prod_{i=0}^{n-1} \frac{\lambda_i}{\mu_{i+1}} \tag{5.1}$$

$$P_0 = \frac{1}{1 + \sum_{n=1}^{N} \prod_{i=0}^{n-1} \frac{\lambda_i}{\mu_{i+1}}} \tag{5.2}$$

Table 2

Interval	λ_{1j}	λ_{2j}	λ_{3j}	λ_j	$\lambda_j = \frac{\lambda_j}{N_j}$	μ_j	T_j (μP cycles)
2	.1379	.102	.15	.39	.13	.977	60
3	.1219	.1428	.14	.40	.133	.979	50
4	.1666	.15	.1282	.44	.146	.986	60
5	.1818	.2	—	.38	.19	1 .007	20
6	.15	.1569	.1525	.46	.153	.989	59
7	.1833	.12	.1346	.44	.146	.986	60
8	.1333	.1428	.1818	.46	.152	.989	30
9	.1875	.21	—	.40	.2	1.012	38

where

P_n probability that n P's are in the queue.
λ_n the arrival rate, given than n μP's are in the queue.
μ_n the service rate, given than n μP's are in the queue.
N the total number of μP's.

The mean (or expected) queue length is obtained using Eq. (5.1)

$$\bar{n} = \sum_{n=0}^{N} n\, P_n = P_0 \sum_{n=0}^{N} n \prod_{i=0}^{n-1} \frac{\lambda_i}{\mu_{i+1}} \tag{5.3}$$

But in our case, the arrival process and the serivce process are state-independent processes (i.e., all λ_i are identical and all μ_i are identical). So, if we consider the interval j the traffic intensity will be :

$$\rho_j = \frac{\lambda_j}{\mu_j}. \qquad j = 1, 2, \ldots, \omega \tag{5.4}$$

The probability of n μP's requesting the bus is, from Eq. (5.1)

$$P_{nj} = \rho_j^n P_{0j} \tag{5.5}$$

Also

$$\sum_{n=0}^{Nj} P_{nj} = 1 \tag{5.6}$$

Substituting Eq. (5.5) for P_{ni} and using the formula for the sum of a geometric progression

$$P_{0i} = \frac{1 - \rho}{1 - \rho_j^{Nj+1}} \tag{5.7}$$

Substituting Eq. (5.7) into Eq. (5.5)

$$P_{nj} = \rho_j^n \frac{1 - \rho_j}{1 - \rho_j^{Nj+1}} \tag{5.8}$$

The mean number of μP's requesting the bus service, at the interval j, may be obtained by substituting Eq. (5.8) into Eq. (5.3)

$$\bar{n}_j = \frac{\rho_j}{1 - \rho_j^{Nj+1}} \frac{1 + \rho_j^{Nj+1}(N_j \rho_j - N_j - 1)}{1 - \rho_j}, \quad j = 1, \ldots, \omega \tag{5.9}$$

It is proved that, in such case the stationary queue length process is invariant with respect to the queue discipline [20].

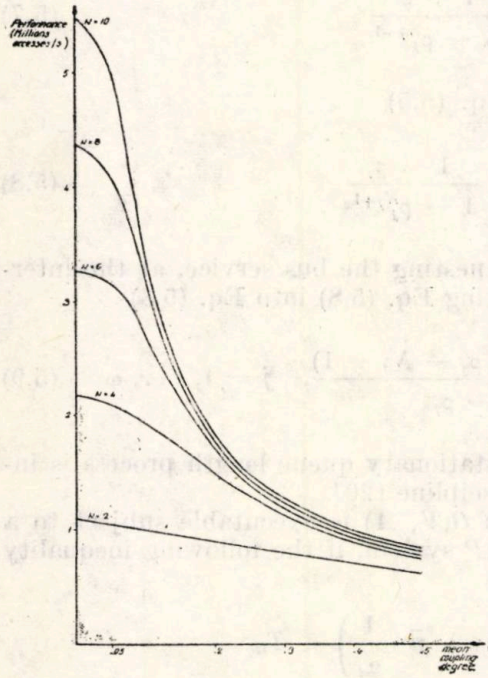
Theorem 5.1. A process graph $G(V, A)$ is executable subject to a timing contraint T_G in a multiple-μP system, if the following inequality is satisfied :

$$\sum_{j=1}^{\omega} \max_{\forall v \in V_j} \left(t_v + T_j(v) \cdot \bar{n} \cdot \frac{1}{\mu_j} \right) < T_G$$

Table 3

Interval	ρ_j	N_j	$\bar{n}_j$	$\max_{\forall v \in V_j} \left(t_v + R_j(v)\bar{n}_j \cdot \frac{1}{\mu_j} \right)$ (μP cycles)
2	.399	3	.5598	65.1580
3	.408	3	.5752	54.1123
4	.446	3	.6403	66.4926
5	.337	2	.3889	22.5456
6	.465	3	.673	65.1242
7	.446	3	.6403	67.1429
8	.465	32	.673	32.7219
9	.395	2	.4558	41.6049

Proof : One μP accessing the bus at the interval j has to wait for $\bar{n}_j$ other μP's to finish service before access is gained. The length of interval j will be $\max_{\forall v \in V_j} (t_v + R_j(v) \cdot n_j \cdot \frac{1}{\mu_j}$ μP cycles. The execution time of the entire graph process is the sum of lengths of all intervals and it must be, at most, equal to T_G. ρ_j, N_j, $\bar{n}_j$ and $\max_{\forall v \in V_j} \left(t_v + R_j(v) \cdot n_j \cdot \frac{1}{\mu_j} \right)$ for example in Fig. 1 are listed in Table 3.



8. Performances vs. mean coupling degree, considering interference

According to theorem 51 the process graph in Figure 1 is executable subject to $T_G = 450\ \mu P$ cycles, because:

$$\sum_{j=1}^{10} \max \left((t_v + R_j(\acute{e}) \cdot n_j \cdot \frac{1}{\mu_j} \right) = 413.6\ \mu P \text{ cycles} < 450\ \mu P \text{ cycles}.$$

Fig. 8 is a graph of overall system performance versus the mean coupling degree, taking into account the effect of interference due to bus contentions.

Conclusions

A simple multiple-μP organization for control tasks has been proposed, and an investigation has been made into the effect of bus contentions, producing some analytic results that measure the amount of interference as functions of the number of μP's and their mean cuopling degree. The results can be conveniently utilized in the design of multiple-μP systems subject to a timing constraint, in which the total time for execution of the process graph talking interference into account does not exceed a preset value.

ACKNOWLEDGMENT

I wish to thank Prof. Dr. Ing. A. Petrescu for his help and encouragement throughout this study. Thanks are also due to Ing. N. Tăpuș for offering helpfull comments.

REFERENCES

1. *Adams, G., Rolander, T.*, "Design motivation for multiple processor microcomputer systems", Computer Design, Mar. 1978, 81—89.
2. *Arden, B. W., Berenbaum, A. D.*, "A multi-microprocessor computer system architecture", Operating System Conference Proc., 1976, 114—121.
3. *Arnold, R. G., Page, E. W.*, "A hierarchical restructurable multi-microprocessor architecture". Proc. 3rd Annual Symposium on Computer Architecture, Jan. 1976, 40—45.
4. *Baer, J. L.*, "A survey of some theoretical aspects of multiprocessing", Computing Survey, 5.1, Mar. 1973, 31—80.
5. *Barthmaier, J.*, "Intel MULTIBUS interfacing", Application note, Intel Corporation, Ap-28A, Jan. 1979.
6. *Bell, C. B., Newell, A.* "Computer structures: readings and examples", Mc Graw-Hill, New York, 1971.
7. *Bhandarkar, D. P.*, IEEE Trans. on Computer, C-24, Sept. 1975, 897—908.
8. *Coffman, E. G., Denning, P. J.* "Operation systems theory". Prentice Hall, Inc., Englewood, Cliffs, New Jersey 1973.
9. *Fung, K. T., Torng, H. C.*, IEEE Trans. on Computers, C-27, Ian. 1979, 28—37.
10. *Harris, J. A., Smith, D. R.*, "Hierarchical multiprocessor organization", Proc. 4th Annual Symposium on Computer Architecture, Mar. 1977.
11. *Hidar, A.* "Reduction of bus loading in the single common bus multi-microprocessor organization", 3rd International Symposium on Control Systems and Computer Science, Bucharest, June 1979.

12. *Hirschman, A. D., Ali, G., Swan, R.*, "Standard modules offer flexible multiprocessor system design", Computer Desig, May 1979, 181—189.
13. *Hoogendoorn, C. H.*, IEEE Trans. on Computers, C-26, oct. 1977, 998—1005.
14. *Kleinrock, L.*, „Queueing systems", vol. 1 : Theory, Willey, New York ,1975.
15. *Kober, R., Koop, H., Kuznia, C.* "SMS 101 — A Structural microprocessor system with deadlock,free operation scheme". EUROMICRO Workshop, 1976.
16. *Martin, D. F., Estrin, G.*, "Models of computation and systems evaluation of vertex probabilities in graph models of computations", JACM, 14, Apr. 1967, 281—299.
17. *Mazare, G.*, "A symmetric multi-microprocessor system, Microarchitecture of computer systems", EUROMICRO Workshop, Venice, Oct. 1976.
18. *Osborne, A. et al.*, "An introduction to microcomputers", vol. II : Some real products, June 1977, revision, Sybex, 1977.
19. *Ravindran, V. K., Thomas, T.* "Characterization of multiple microprocessor networks", Proc. of IEEE 1973 Computer Society International Conference, 133—137.
20. *Regis, R. C.*, IEEE Trans on Computer, C-22, Aug. 1973, 736—745.
21. *Reyling, G. Jr.*, "Performance and control of multiple-microprocessor systems", Computer Design, Mar. 1974, 81—6.
22. *Schindler, S., Ludtke, H.*, "An approach to a restricted scheduling problem for multiprocessor systems", 1973, Sagamore Computer Conference on Parallel Processing 121—129.
12. *Swan, R. J., Fuller, S. H., Siewiorek, D. P.*, "C* — A modular multi-microprocessor", AFIPS Conf. Proc., 46, 1977, 637—644.
24. *Widdoes, L. C.*, "The Minerva multi-microprocessor". Proc. 3rd Annual Symposium on Computer Architecture, Jan. 1976, 34—39.

Organizarea blocurilor şi analiza performanţelor unui sistem multimieroprocesor

Articolul propune o structură simplă pentru un sistem multimicroprocesor dedicat controlului proceselor industriale. Se face o investigaţie referitoare la efectul interferenţei provocate de congestie pe magistrala. Rezultatele pot fi folosite pentru proiectarea unui sistem multimicroprocesor în raport cu o restricţie dată de timp, după care, timpul total de execuţie a procesului controlat nu depăşeşte o valoare stabilită.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963 BUDAPEST

c. 1360 — I. P. Infomaţia

40 480

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ

apare trimestrial, în continuarea vechilor periodice ştiinţifice :
„Bulletin de Mathématiques et de Physique pure et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" şi „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti".

Organizat pe baze noi, el reflectă în primul rînd activitatea ştiinţifică a corpului didactic din institut. În limita spaţiului disponibil, se pot publica şi lucrări ştiinţifice ale colaboratorilor din afara institutului.

Corespondenţa privind articolele, schimburile de publicaţii şi abonamentele se fac pe adresa institutului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
РАЗДЕЛ ЕЛЕКТРОТЕХНИКИ

Выходит четыре раза в год, являясь продолжением прежних научных периодических журналов, „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" и „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Составленный на новых основах, он отражает в первую очередь научную деятельность преподавательского состава Бухарестского политехнического института. В пределах возможностей будут опубликоваться и научно-исследовательские работы специалистов извне.

Переписка, обмен периодическими изданиями и подписка производятся по адресу института.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ELECTROTECHNICS SERIES

The Bulletin is issued quarterly, continuing the old scientific periodicals : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" and „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti".

Organized on a new basis, it primarily reflects the scientific activity of the academic staff fro.n Institute. Researchers from outside the institute can also publish their papers within the available space.

The correspondance regarding the articles, change of publications and subscriptions are sent to the following address.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SÉRIE ELECTROTECHNIQUE

parait tous les trois mois, continuant les anciens périodiques scientifiques : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" et „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organisé sur de nouveaux principes il reflète tout d'abord l'activité scientifique du corps enseignant de l'Institut. Dans la limite de l'espace disponible on peut y publier aussi les travaux scientifiques des collaborateurs de l'extérieur.

L'adresse pour la correspondance concernant les articles, les échanges de publications et les abonements est :

INSTITUTUL POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ROMÂNIA
Splaiul Independenţei nr. 313
Căsuţa Poştală nr. 2356
(pentru Buletinul Institutului)
Seria Electrotehnică

1982 APR 27

Lei 20

F 1130/2

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI

SERIA ELECTROTEHNICĂ

TOMUL XLIII NUMĂRUL 3 ANUL 1981
IULIE—SEPTEMBRIE

COMITETUL DE REDACȚIE

REDACTOR RESPONSABIL: Academician *Radu Voinea*

MEMBRII : Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* (redactor responsabil adjunct); Conf. dr. ing. *Cornel Berbente* ; Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Buzdugan,* membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Cartianu,* membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; Prof. dr. ing. *Sergiu Călin* (secretar științific); Prof. dr. docent ing. *Virgil Constantinescu ;* Prof. dr. ing. *Alexandru Dănescu ;* Prof. dr. ing. *Gleb Drăgan ;* Prof. dr. ing. *Octavian Floarea ;* Prof. dr. ing. *Julieta Florea ;* Prof. dr. ing. *Nicolae Geru ;* Prof. dr. ing. *Berthold Grünwald ;* Prof. dr. *Ion Grădișteanu ;* Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan ;* Prof. ing. *Jean Moncea ;* Academician *Ecaterina Ciorănescu Nenițescu ;* Prof. dr. docent ing. *Florea Oprea ;* Prof. dr. ing. *Aurel Oprean;* Prof. dr. ing. *Mircea Petrescu ;* Prof. dr. ing. *Ion Popescu ;* Conf. dr. ing. *Mircea Radeș ;* Prof. dr. ing. *Marin Rădoi ;* Conf. dr. ing. *Sorin Roșca ;* Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu ;* Prof. dr. *Octavian Stănășilă ;* Prof. dr. ing. *Voicu Tache ;* Prof. dr. docent ing. *Ion Teoreanu ;* Prof. dr. docent ing. *Andrei Țugulea ;* Prof. dr. ing. *Silvia Vacu* ; Prof. dr. docent *Rodica Vîlcu.*

Editor : Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" București
Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10, România, Căsuța poștală 2356
TELEX : 10.490 PIBUH

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper through ILEXIM import-export press, 13 Decembrie St. Nr. 3, P.O.B. 2001, telex 011226, Bucharest ROMANIA

Sumar

MATEMATICĂ

V. Breazu, O. Stănăşilă
Supratopologiile şi semnificaţia lor algebrică (l.engleză) 3
Rodica Tomescu
Asupra unei teoreme limită 11
Gh. Tecuci
H-grafurile şi aplicaţiile acestora la recunoaşterea formelor (l. engleză) . . . 23

FIZICĂ

V. Fara, M. Atanasiu, R. Grigorescu
O bază de date fizico-chimice pentru selectarea materialelor de stocare a energiei solare cu schimbare de fază (l. engleză) 35

ELECTROTEHNICĂ

Lidia Constantinescu, F. M. G. Tomescu
Asupra compensării puterii complementare în sisteme electroenergetice funcţionînd în regim periodic nesinusoidal 41
C. Ghiţă, M. Toma, Adina Toma
Simularea numerică a regimurilor tranzitorii ale motorului de cc cu excitaţie separată 49
Miruna Niţescu
Model matematic al cuadripolilor neliniari la mici variaţii 57

ELECTRONICĂ

Ed. Nicolau
Relaţii de reciprocitate şi de conservare pentru o clasă de ecuaţii ce intervin în fizica matematică 61
D. Stanomir
Grafuri de semnal. Circuite electrice cu amplificatoare operaţionale 65
N. Marin, D. Dascălu
O nouă metodă de fabricaţie pentru diodele IMPATT de microunde (l. engleză) 73
V. Lăzărescu
Aspecte privind proiectarea filtrelor numerice FIR implementate pe microprocesorul 8085 77

REŢELE ELECTRICE

M. Eremia, H. Crişciu, M. Biriş
Aplicarea metodei trapezelor la integrarea ecuaţiilor diferenţiale din regimul tranzitoriu al maşinii sincrone 85

AUTOMATICĂ

T. Söderström, P. Stoica
Probe noi şi simple pentru stabilitatea modelelor lineare (l. engleză) 95

CALCULATOARE

M. Balomiri, M. Dobre, A. Ionaşek, C. Pârvu, L. Rădulescu, I. Scumpu
Simulator pentru planificarea proceselor de timp real 101
C. Tănăsescu
ASML — limbaj de definire a modelelor circuitelor secvenţiale 107

Summary

MATHEMATICS

V. Breazu, O. Stănăşilă
Overtopologies and Their Algebraic Significance 3
Rodica Tomescu
On the Limit Theorem 11
Gh. Tecuci
H-Graphs and Their Applications to Pattern Recognition 23

PHYSICS

V. Fara, M. Atanasiu, R. Grigorescu
A Physico-Chemical Data Base for the Selection of Phase-Changing Solar Energy Storage Materials 35

ELECTROTECHNICS

Lidia Constantinescu, F. M. G. Tomescu . . . . . .
On Complementary Power Compensation in Electrical Systems under Periodical Nonsinusoidal Conditions 41
C. Ghiţă, M. Toma, AdinaToma
Numerical Simulation of the Transient Regimes of D.C. Motor, with Independent Excitation 49
Miruna Niţescu
Variation Model of Nonlinear Two-Port 57

ELECTRONICS

Ed. Nicolau
Reciprocity and Conservation Relations for a Class of Equations Pertaining to Mathematical Physics 61
D. Stanomir
Signal Flow-Graphs, Networks with Operational Amplifiers 65
N. Marin, D. Dascălu
A New Fabrication Method for Microwave Impatt Diodes 73
V. Lăzărescu
FIR Digital Filters Design Implemented by Using INTEL 8085 Microcomputer . 77

POWER ENGINEERING

M. Eremia, H. Crişciu, M. Biriş
Application of the Method to the Integration of the Differential Equations in Transient Regime 85

AUTOMATIC CONTROL

T. Söderström, P. Stoica
New and Simple Proofs for Stability of Linear Prediction Models 95

COMPUTERS

M. Balomiri, M. Dobre, A. Ionaşek, C. Pârvu, L. Rădulescu
I. Scumpu
Simulator for Real-Time Process Scheduling 101
C. Tănăsescu
ASML — a Definition Language for Secquential Logic Systems 107

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

MATEMATICA

C.Z. : 513.836

OVERTOPOLOGIES AND THEIR ALGEBRAIC SIGNIFICANCE

V. BREAZU, O. STĂNĂȘILĂ*

In this paper some connections between algebraic and topological concepts are presented. The overtopologies are put in correspondence with binary relations, unary algebras and complete lattices. Some representation theorems are established.

Introduction

Presenting in this paper some connections between algebraic and topological concepts we hope to contribute to the kind of ideas ilustrated in [3]. It was found that in many situations a collection of parts of some sets, closed to arbitrary intersections and arbitrary reunions can be pointed out to have mathematical significance. Such a collection being a special kind of topology let us call it an overtopology. For instance given an algebra (A,f) where $f : A \to A$ is an unary operation, the set of its subalgebras offers a simple example of overtopology; it turns out to be an useful instrument in investigating some algebraic properties of (A, f).

The main constructions we have considered and the general terminology are presented in § 1. In § 2 we study the overtopologies obtained from binary relations and in § 3 consider the overtopologies obtained from unary algebras (i.e. algebras with all operations unary). In each case some representation theorems for overtopologies are given and a biunivoque correspondence between overtopologies, preorders and some lasses of unary operations on the same set is established. In § 4 we study cthe correspondence between overtopologies and complete lattices. The last paragraph could be described as a kind of a dictionnary linking some topological and order — theoretical properties.

§ 1. Overtopologies

1.1. *Definition.* Let X be a set. An *overtopology* on X is a set σ of parts of X which is closed under arbitrary intersections and arbitrary reunions. Such a pair (X, σ) will be called an *overtopological space.*

Manuscript received 17 June 1981
* Eng., IIRUC—Bucharest; Prof. Chair of Mathematics

1.2. *Examples.* a) *Overtopology derived from a binary relation.* Let ρ be a binary relation on a set X. The set

$$\mathrm{ov}(\rho) = \{U \subset X \mid \forall x, y \in X \text{ such that } x \rho y,\ x \in U \Rightarrow y \in U\}$$

is an overtopology on X.

b) *Overtopology derived from an unary algebra.* Let $(X, \mathscr{U})$ be an unary algebra, i.e. a set X together with a set $\mathscr{U}$ of unary operations on X. The set of the subalgebras of $(X, \mathscr{U})$

$$\mathrm{ov}(\mathscr{U}) = \{U \subset X \mid f(U) \subset U \text{ for any } f \in \mathscr{U}\}$$

is an overtopology on X.

c) *Overtopology derived from a complete lattice.* Let $(L, \leqslant)$ be a complete lattice with bottom $\perp = \inf L$. Recall that an element $z \in L$ is isolated if

(i) $z \neq \perp$;

(ii) $\forall A \subset L,\ A \neq \emptyset,\ z \leqslant \sup A \Rightarrow \exists a \in A$ such that $z \leqslant a$, [4].

Denote by $Is(L)$ the set of isolated elements of L and for any $x \in L$ consider the set $I_x = \{z \in Is(L) \mid z \leqslant x\}$. Obviously, for any $A \subset X$,

$$\bigcup_{x \in A} I_x = I_{\sup A}, \qquad \bigcap_{x \in A} I_x = I_{\inf A}.$$

Therefore $\mathscr{I} = \{I_x \mid x \in L\}$ is an overtopology on $Is(L)$. The overtopological space $(Is(L), \mathscr{I})$ will be called the *spectrum of the complete lattice* L [1].

Clearly, overtopologies are first of all topologies; so we shall adopt the usual topological terminology.

Let (X, σ) be an overtopological space. The set of closed subsets of X i.e.

$$\sigma^c = \{A \subset X \mid X \setminus A \text{ is open, that is belongs to } \sigma\}$$

is also an overtopology on X. We shall call it *the dual* of σ. Obviously, $(\sigma^c)^c = \sigma$. „Overtopology" is a fully dual concept (in contrast to „topology").

For a subset $A \subset X$ the definition of the closure of A

$$\bar{A} = \bigcap \{F \mid F \supset A,\ F \text{ closed}\}$$

has a dual in overtopology, namely

$$\underline{A} = \bigcap \{U \mid U \supset A,\ U \text{ open}\}$$

(the smallest neighbourhood of A). For any point $x \in X$ denote by $\bar{x}$ respectively $\underline{x}$ the sets $\overline{\{x\}}$ respectively $\underline{\{x\}}$. Obviously, an overtopology is T_0 if $\underline{x} = \underline{y} \Rightarrow x = y$.

1.3. *Proposition.* For any subset $A \subset X$, the following hold:
(i) $\bar{A} = \bigcup_{x \in A} \bar{x}$;
(II) $\underline{A} = \bigcup_{x \in A} \underline{x}$.

1.4. *Corollary.* (i) For any closed $F, F = \bigcup_{x \in F} \bar{x}$;
(ii) For any open U, $U = \bigcup_{x \in U} \underline{x}$.

1.5. *Remarks.* a) From this corollary it follows that $\{\underline{x} \mid x \in X\}$ is a basis for the considered overtopology. Moreover, two overtopologies σ, σ' on X are equal if and only if $\underline{x}$ (in σ) $= \underline{x}$ (in σ') for any $x \in X$.
The discrete topology on X is an overtopology, equal to its own dual; in this case, $\underline{x} = \{x\}$ for any $x \in X$. Obviously, any overtopology containing the one – element sets is equal to the discrete topology.
b) Any overtopology σ on a set X is a complete lattice $(\sigma, \subseteq)$. The connection with the example 1.2.c) will be studied later.

§ 2. Overtopologies and binary relations.

Throughout this paragraph X will be a fixed set. The natural question risen by the example 1.2 a) is the following:

2.1. *Problem.* Is every overtopology on X representable as ov (ρ)?
The answer is affirmative and is given in what follows.
For any overtopology σ on X consider the relation bin (σ) defined by:

$$\forall x, y \in X \; x \text{ bin } (\sigma) y \text{ iff } \quad \forall U \subset X \text{ open}, \; x \in U \Rightarrow y \in U.$$

2.2. *Lemma.* bin (σ) is a preorder on X.
If ρ is a binary relation on X, ρ^* stands for the preorder generated by ρ (i.e. the reflexive and transitive closure of ρ) and put

$$\rho^*(x) = \{y \in X \mid x \rho^* y\} \text{ for any } x \in X.$$

2.3. *Lemma.* For any binary relation ρ on X, the following hold:
(a) $\underline{x}$ (in ov (ρ)) $= \rho^*(x)$ for any $x \in X$;
(b) ov (ρ) = ov (ρ^*).

2.4. *Theorem* (representation of overtopologies by means of binary relations). For any overtopology σ on X,

$$\sigma = \text{ov } (\text{bin } (\sigma)).$$

By lemmas 2.2. 2.3 and remark 1.5.a) the proof resumes to the relation $\underline{x}$ (in σ) $= [\text{bin } (\sigma)](x)$, which is immediate.
A natural complement to Problem 2.1 is the following:

2.5. *Problem.* Characterize those $\rho \subset X^2$ such that bin (ov (ρ)) $= \rho$, that is those binary relations on X which are in a biunivoque correspondence with the overtopologies on X.
We have seen (lemma 2.2) that ρ should be a preorder; this will be also sufficient.

2.6. *Lemma.* For any $\rho \subset X^2$, $\text{bin}\,(\text{ov}\,(\rho)) = \rho^*$.

Proof. $\forall x \in X$, $\rho^*(x) = x\,(\text{in ov}\,(\rho))$ by lemma 2.3. Hence

$$\rho^*(x) = x\,(\text{in ov}\,(\text{bin}\,(\text{ov}\,(\rho))) = [\text{bin}\,(\text{ov}\,(\rho))]^*\,(x) = [\text{bin}\,(\text{ov}(\rho))]\,(x)$$

and therefore, $\rho^* = \text{bin}\,(\text{ov}\,(\rho))$. We have used succesively theorem 2.4, lemma 2.3 (b), (a) and lemma 2.2.

The answer to problem 2.5 is given in

2.7. *Theorem.* For any $\rho \subset X^2$, the equality $\text{bin}\,(\text{ov})\,(\rho)) = \rho$ holds if ρ is a preorder.

The proof follows from the previous considerations.

§ 3. Overtopologies and unary algebras

Again X is a fixed set and recall the example 1.2. b).

3.1. *Problem.* Is every overtopology representable as $\text{ov}\,(\mathcal{U})$?

The answer is affirmative and is given by the following set of unary operations on X, associated to an overtopology σ:

$$\text{un}\,(\sigma) = \{f \in X^X \mid f(U) \mid U \subset \text{ for any open } U \subset X\}.$$

3.2. *Lemma.* $\text{un}\,(\sigma)$ is a submonoid of $(X, 0, 1_X)$.

For a given $\mathcal{U} \subset X^X$, $\overline{\mathcal{U}}$ stands for the submonoid generated by $\mathcal{U}$ and put $\overline{\mathcal{U}}(x) = \{y \in X \mid \exists f \in \overline{\mathcal{U}}$ such that $y = f(x)\}$, for any $x \in X$.

We can characterize the basis of $\text{ov}\,(\mathcal{U})$for $\mathcal{U} \subset X^X$ given.

3.3. *Lemma.* For any $\mathcal{U} \subset X^X$, the following hold:

(a) $\underline{x}\,(\text{in ov}\,(\mathcal{U})) = \overline{\mathcal{U}}(x)$ for any $x \in X$;

(b) $\text{ov}\,(\mathcal{U}) = \text{ov}\,(\overline{\mathcal{U}})$.

3.4. *Theorem* (representation of overtopologies by means of unary algebras). For any overtopology σ on X,

$$\sigma = \text{ov}\,(\text{un}\,(\sigma)).$$

As in theorem 2.4 the proof resumes to $\underline{x}\,(\text{in}\,\sigma) = [\text{un}\,(\sigma)]\,(x)$, which is easy to prove.

3.5. *Problem.* Characterize those $\mathcal{U} \subset X^X$ such that $\text{un}\,(\text{ov}\,(\mathcal{U})) = \mathcal{U}$, that is those sets of unary operations on X which are in a biunivoque correspondence with overtopologies on X.

Such an $\mathcal{U}$ should be a submonoid; this is not generally sufficient.

3.6. *Definition.* Consider the map

$$\text{diag}: (X^X)^X \to X^X,$$

defined by $\text{diag}\,(t): X \to X$, $x \mapsto [t(x)]\,(x)$, for any $t: X \to X^X$. A set $\mathcal{U}$ of unary operations on X is said to be *diagonally closed* if whenever $t: X \to X^X$ is a map such that $t(X) \subset \mathcal{U}$, then it follows that $\text{diag}\,(t) \in \mathcal{U}$.

The diagonally closed subsets of X^X form a closure system on X^X. Denote by $\mathcal{U}'$ the diagonal closure of $\mathcal{U}$ (i.e. the smallest diagonally closed subset of X^X containing $\mathcal{U}$).

3.7. *Lemma.* For any overtopology σ, un (σ) is diagonally closed.

3.8. *Lemma.* For any $\mathcal{U} \subset X^X$, un (ov $(\mathcal{U})) = \overset{\perp}{\mathcal{U}}$.

Proof. Obviously, $\mathcal{U} \subset$ un (ov $(\mathcal{U})$) and from lemmas 3.2,3.7 derive $\overset{\perp}{\mathcal{U}} \subset$ un (ov $(\mathcal{U})$). Conversely, any $f \in$ un (ov $(\mathcal{U})$) can be expressed as diag (t), where $t: X \to X^X$ is defined using the axiom of choice and such that $t(X) \subset \overline{\mathcal{U}}$. Therefore $f \in \overset{\perp}{\mathcal{U}}$.

The answer to problem 3.5 is given in

3.9. *Theorem.* For any $\mathcal{U} \subset X^X$, the equality un (ov $(\mathcal{U})) = \mathcal{U}$ holds if $\mathcal{U}$ is a diagonally closed submonoid.

The proof follows directly from lemmas (3.2), (3.7), (3.8).

3.10. *Remark.* The results of the paragraphs § 2, 3 are intimately connected. To any subset $\mathcal{U} \subset X^X$ one can associate the binary relation bin $(\mathcal{U})$ defined by

$$\forall x, y \in X \; x \text{ bin } (\mathcal{U}) y \text{ if there is } f \in \mathcal{U} \text{ such that } f(x) = y.$$

Then, to any binary relation ρ on X one can associate the subset un (ρ) of X^X defined by

$$\text{un } (\rho) = \{f \in X^X \mid x \rho f(x) \text{ for any } x \in X\}.$$

One checks that bin (un $(\rho)) = \rho$ and un (bin $(\mathcal{U})) = \mathcal{U}'$ (hence „bin" is surjective and not injective). This sugests that the diagonal closure is not directly connected with overtopologies, which explains the asymmetry in the results of these paragraphs.

One can also check that bin $(\overline{\mathcal{U}}) =$ [bin $(\mathcal{U})]^*$, ov $(\mathcal{U}) =$ ov (bin $(\mathcal{U}))$, un $(\sigma) =$ un (bin $(\sigma))$. These relations permit the derivation of 3.4, 3.8 from 2.4, 2.6, by simple substitution.

§ 4. Overtopologies and complete lattices

We continue here the example 1.2.c) and first state some facts about the spectrum of a complete lattice.

The basis of the overtopology $\mathcal{I}$ on $Is(L)$ can be characterized by $\underline{z} = I_z$, $\forall z \in Is(L)$. Thus the preorder associated to $\mathcal{I}$ on $Is(L)$, by virtue of § 2, coincides with the dual of the partial order induced on $Is(L)$ from L. As another consequence one obtains:

4.1. *Lemma.* The spectrum of a complete lattice is a T_0-space.

We shall now examine the spectrum of an overtopology, this one being a complete lattice (by remark 1.5 b)).

4.2. *Proposition.* For any overtopology σ on X an open U is isolated if it has a generic point (i.e. there is $x \in U$ such that $U = \underline{x}$). Moreover, for any $U \in \sigma$, $I = \{\underline{x} \mid x \in U\}$.

Define the surjective map

$$\dot{\varphi} : X \to Is(\sigma), \quad x \mapsto \underline{x}.$$

Obviously, $\varphi^{-1}(I_U) = U$, $\varphi(U) = I_U$ for any $U \in \sigma$, so φ is continuous and open.

4.3. *Lemma.* φ is a homeomorfism if (X, σ) is a T_0-space.

Indeed φ is injective if σ is T_0, as we have seen in § 1.

4.4. *Theorem* (representation of T_0-overtopological spaces as spectrums of complete lattices). An overtopological space is T_0 if it is homeomorphic to the spectrum of a complete lattice.

The proof directly results from lemmas 4.1, 4.3.

4.5. *Problem.* Which complete lattices are representable as overtopologies?

The answer needs some preparations. For any complete lattice L we have $I_{\sup I_x} = I_x$, $\forall x \in L$. We can define the surjective map

$$\dot{\psi} : L \to \mathscr{I}, \quad x \mapsto I_x.$$

Obviously, ψ is sup and inf — continuous.

46. *Definition.* A complete lattice L is said *isolately generated* if $\sup I_x = x$, $\forall x \in L$.

4.7. *Lemma.* The map ψ is an isomorphism of complete lattices iff L is isolately generated.

4.8. *Lemma.* Any overtopology is an isolately generated complete lattice.

The answer to problem 4.5 is contained in

4.9. *Theorem.* A complete lattice is isomorphic to an overtopology if it is isolately generated.

The proof is an immediate consequence of lemmas 4.7, 4.8.

§ 5. Some connections between topological and order properties.

As we have seen (theorem 2.7) there exists a biunivoque correspondence between overtopologies and preorders on the same set. If the overtopology σ and the preorder ρ on X correspond to each other by the "ov" and "bin" associations defined in § 2, we shall indicate this by:

$$(\sigma \mid \rho) \text{ on } X.$$

5.1. *Proposition* (duality correspondence). $(\sigma|\ \rho)$ iff $(\sigma^c|\ \rho^{-1})$.

5.2. *Proposition* (morphism correspondence). For any $f: X \to X'$, suppose that $(\sigma|\ \rho)$ on X'. Then f is (σ, σ') — continuous if f is (ρ, ρ') monotonic.

5.3. *Remark.* There is an isomorphism between the full subcategory of Top whose objects are overtopological spaces and the category of preordered sets.

Next we shall show that two basic topological constructions agree with the above correspondence.

5.4. *Proposition.* Let X be a set, $X' \subset X$ and $(\sigma|\ \rho)$ on X. Then:

(i) The induced topology on X' is also an overtopology (call it σ');

(ii) $(\sigma'|\ \rho')$ on X', where ρ' is the preorder induced on X' by ρ.

5.5. *Proposition.* Let $(X_i, \sigma_i, \rho_i)_{i \in I}$ be a family of sets, overtopologies and preorders such that $(\sigma_i|\ \rho_i)$ on X_i for any $i \in I$. Then:

(i) The product topology on ΠX_i is also an overtopology (call it $\Pi \sigma_i$);

(ii) $(\Pi \sigma_i|\ \Pi \rho_i)$ on X_i, where $\Pi \rho_i$ is the product preorder on ΠX_i defined component-wise.

5.6. *Proposition.* Suppose that $(\sigma|\ \rho)$ on X.

a) σ is T_0 if ρ is a partial order;

b) ρ is total if $(\sigma, \subseteq)$ is a chain.

Recall that a topological space X is *irreducible* [2] if every nonempty open set is dense within X. This is equivalent to the following: $\forall F_1$, F_2 closed, $X = F_1 \cup F_2 \Rightarrow X = F_1$ or $X = F_2$.

5.7. *Proposition.* Let $(\sigma|\ \rho)$ on X. Then ρ is directed if (X, σ) is irreducible.

5.8. *Proposition.* Let $(\sigma|\ \rho)$ on X. Then ρ is noetherian if every irreducible closed set F has a generic point (i.e. there is $x \in F$ such that $F = \bar{x}$).

5.9. *Proposition.* Let $(\sigma|\ \rho)$ on X. Then ρ is a well-ordering if σ is T_0 and every open U has a generic point (i.e. $\exists\, x \in U,\ U = \underline{x}$).

5.10. *Proposition.* Suppose that $(\sigma\ |\rho)$ on X.

a) (X, σ) is quasicompact if from every ρ — coinitial subset of X one can extract a finite ρ — coinitial subset.

b) (X, σ) is connected if the relation $(\rho \cup \rho^{-1})^*$ is total.

REFERENCES

1. *C. Bănică, O. Stănăşilă*, Spectrul unei latici, Studii şi cercetări matematice, (1967), 137 — 145.

2. *N. Bourbaki*, Algebre commutative, ch. 2, Localisation, Herman, 1961.

3. *D. S. Scott*, Continuous lattices, in F. W. Lawvere ed. Toposes, Algebraic Geometry and Logic, Lecture Notes in Mathematics 274, Springer Verlag, 1972.
4. *D. S. Scott*, Data types as lattices, Siam J. Computing, 5 (1976), 522–587.

Supratopologiile şi semnificaţia lor algebrică

În acest articol cîteva legături între concepte algebrice şi topologice sînt puse în evidenţă. Supratopologiile (colecţii de părţi ale unei mulţimi închise la intersecţii şi reuniuni arbitrare) sînt puse în corespondenţă cu relaţiile binare, algebrele unare şi cu laticile complete şi sînt stabilite teoreme corespunzătoare de reprezentare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z. : 519.217
519.27

ASUPRA UNEI TEOREME LIMITĂ

RODICA TOMESCU *

În această lucrare se dă o teoremă limită pentru procese Markov (x_n) de tipul (1), în niște condiții speciale. Apoi se generalizează teorema limită dată pentru cunoscuta ecuație (21) — modelul mesajului pentru filtrul Kalman discret.

Fie ecuația liniară stocastică

$$x_{n+1} = \Phi x_n + v_n, \quad n \geqslant 0, \; n \in \mathrm{N} \tag{1}$$

unde Φ constantă reală, $\Phi > \frac{1}{2}$. x_n este numită starea sistemului la momentul n, $x_n \in [0,1] \subset R$, cu starea inițială x_0 dată și v_n un proces stocasttic, $v_n \in \mathrm{R}$.

Presupunem că v_n sînt independenți și identic distribuiți. Distribuția lor comună o notăm cu π.

$$\pi(A) = \pi(v_n \in A)$$

În aceste ipoteze șirul $\{x_n\}_{n \in \mathrm{N}}$ este un proces Markov cu probabilitatea de trecere staționară. Fie $\rho(x_0)$ distribuția lui x_0 și fie " $\Rightarrow$ " convergența în repartiție. Avem următoarea teoremă limită.

Teoremă. Dacă

$$E\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{v}{1+v}\right) > 0 \text{ și } E\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{\Phi - 1 + v}{\Phi + v} < 0\right)$$

atunci $\{x_n\}_{n \in \mathrm{N}}$ are o distribuție staționară unică μ. Pentru orice $\mathcal{S}(x_0)$, $x_n \Rightarrow \mu$ dacă $n \to \infty$.

Demonstrație. Fie y_n un proces Markov definit astfel

$$y_n = \operatorname{arc\,tg}\frac{x_n}{1 - x_n} \text{ cu spațiul stărilor } \left[0, \frac{\pi}{2}\right]. \tag{2}$$

Manuscris predat redacției la data de 14 aprilie 1981
* Lector, Catedra Matematici III

Definim variația lui y_n

$$\delta(y_n) = y_{n+1} - y_n = \operatorname{arctg}\frac{x_{n+1}}{1-x_{n+1}} - \operatorname{arctg}\frac{x_n}{1-x_n} =$$

$$= \operatorname{arc\,tg} = \frac{\dfrac{x_{n+1}}{1-x_{n+1}} - \dfrac{x_n}{1-x_n}}{1 + \dfrac{x_n}{1-x_n}\cdot\dfrac{x_{n+1}}{1-x_{n+1}}} = \operatorname{arc\ tg}\frac{(\Phi-1)x_n + v_n}{2\Phi x_n^2 + (2v_n - 1 - \Phi)x_n + 1 - v_n}$$

Pentru $y \in \left[0, \dfrac{\pi}{2}\right]$

$$\delta(y) = \delta(y,v) = \operatorname{arc\ tg}\frac{(\Phi-1)x + v}{2\Phi x^2 + (2v-1-\Phi)x + 1 - v} \tag{3}$$

Atunci $\Delta y_n = \delta(y_n, v_n)$

$$P(\Delta y_n \in B) \mid y_n = y) = \Pi(\delta(y) \in B) \text{ și}$$

$$E(f(\Delta y_n) \mid y_n = y) = \int f(\delta(y,v))\Pi(dv) \text{ pentru } y \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]. \tag{4}$$

Pentru v fixat, $\delta(y, v)$ este o funcție monotonă în y cu $\delta(0, v) = \operatorname{arc\ tg}\dfrac{v}{1-v}$ și $\delta\left(\dfrac{\pi}{2}, v\right) = \operatorname{arc\ tg}\dfrac{\Phi - 1 + v}{\Phi + v}$

și

$$|\delta(y, v)| \leqslant \max\left\{\operatorname{arc\ tg}\frac{v}{1-v}, \operatorname{arc\ tg}\frac{\Phi - 1 + v}{\Phi + v}\right\} \tag{5}$$

Pentru $y \in \left[0, \dfrac{\pi}{2}\right]$ fie

$$P^+(y) = \Pi(\delta(y) > 0) \text{ și } P^-(y) = \Pi(\delta(y) < 0).$$

Lema 1. Dacă $c \in \left(0, \dfrac{\pi}{2}\right]$ și $P^+(y) > 0$ pentru toți $y \in (0, c)$ atunci lim sup $y_n \geqslant c$ a.s. Dacă $c \in \left[0, \dfrac{\pi}{2}\right)$ și $P^-(y) > 0$ pentru toți $y \in \left(c, \dfrac{\pi}{2}\right)$ atunci lim inf $y_n \leqslant c$. Prima parte a lemei poate fi reformulată astfel:

Dacă $P(y_{n+1} > y \mid y_n = y) > 0$ pentru toți $y \in (0, c)$, atunci $P(y_n > y$ i.o.$) = 1$ pentru toți $y \in (0, c)$.

Demonstrație

Pentru orice $\sigma \in R$ și $z \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ avem

$$\lim \inf_{y \to z} \Pi (\delta (y) > \sigma) \geqslant \Pi (\delta (z) > \sigma)$$

deoarece
$\Pi (\delta (y) > \sigma)$ este o funcție semicontinuă inferior de y.

Fie $\chi (u) = \begin{cases} 1 & u > \sigma \\ 0 & u \leqslant \sigma \end{cases}$

Deoarece $\delta (y, v)$ este continuă în y pentru fiecare y, $\chi (\delta (y, v))$ este o funcție semicontinuă inferior în y. Dar $\Pi (\delta (y) > \sigma) = \int \chi (\delta (y, v)) \Pi (dv)$ și conform lemei lui Fatou

$$\int \chi (\delta (z, v)) \Pi (dv) \leqslant \lim \inf_{y \to z} \int \chi (\delta (y, v)) \Pi (dv)$$

$$\Pi (\delta (z) > \sigma) \leqslant \lim \inf_{y \leftarrow z} \Pi (\delta (y) > \sigma).$$

Deoarece cele două situații ale lemei sînt simetrice demonstrăm numai una din ele.

Fie $z \in (0, c)$, z dat. Deoarece $P^+ (z) > 0$, există $\sigma = \sigma_z > 0$ a.î. $b = \Pi (\delta (z) > \sigma) > 0$. Deoarece $\Pi (\delta (y) > \sigma)$ este o funcție semicontinuă inferior de y, există $\eta = \eta_z \in \left(0, \frac{\sigma}{2}\right)$ a.î. $\Pi (\delta (y) > \sigma) \geqslant \frac{b}{2}$ dacă $y \in I_z = (z - \eta, z + \eta)$. Fie $y_n \in I_z$ și $\Delta y_n > \sigma$ atunci $y_{n+1} > y_n + \sigma > z + \eta$, atunci

$$P (y_{n+1} > z + \eta | y_n) \geqslant \frac{b}{2} \text{ pentru } y_n \in I_z.$$

Conform teoremei 9.5.2. Chung [1] probabilitatea evenimentului

$$[y_n \in I_z \text{ i.o}] - [y_n > z + \eta \text{ i.o}] \text{ este zero.}$$

Deci $\lim \sup y_n \notin I_z \Rightarrow P (\lim \sup y_n \in I_z) = 0$.

Aplicînd teorema lui Lindelöf, există o mulțime numărabilă S, a.î. $(0, c) \subset \bigcup_{z \in S} I_z$ și $P (0 < \lim \sup y_n < c) = 0$.

Demonstrația teoremei limită se face considerînd două cazuri.

Cazul I. $P^+ (y) > 0$ pentru toți $y \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ sau

$$P^- (y) > 0 \text{ pentru toți } y \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right].$$

Cazul II. Situația complementară.

Cazul I.

Conform lemei 1, dacă $P^+(y) > 0$ pentru toți $y \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right)$ atunci lim sup $y_n = \frac{\pi}{2}$ a.s. și dacă $P^-(y) > 0$ pentru toți $y \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right]$ atunci lim inf $y_n = 0$ a.s.

Vom demonstra numai situația $P^+(y) > 0$ pentru toți $y \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$.

Conform lemei 1, lim sup $y_n = \frac{\pi}{2}$ a.s. Pentru orice $z \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ definim variabila aleatoare

$$N = \min \{n \geqslant 0;\ y_n \geqslant z\},\ N \text{ finit a.s.}$$

Fie U operatorul de trecere al procesului $\{y_n\}$

$$Uf(y) = E(f(y_{n+1})|y_n = y) = \int f(y + \delta(y, v))\pi(dv) \tag{6}$$

pentru f mărginită și măsurabilă din R.

Iteratele sale U^k satisfac

$$U^k f(y_n) = E(f(y_{n+k})|\mathcal{F}_n) \text{ a.s.} \tag{7}$$

unde $\mathcal{F}_n$ este σ-algebra generată de $y_0, y_1, \ldots, y_n$.

Derivînd $\delta(y)$ relativ la y obținem

$$\delta'(y) = \frac{\Phi}{\cos^2 y\{[(1 - \Phi - v)\operatorname{tg} y + 1 - v]^2 + [(\Phi + v)\operatorname{tg} y + v]^2} - 1 \tag{8}$$

$$\delta'(y) > -1 \text{ pentru } \Phi > \frac{1}{2}$$

În consecință $y + \delta(y, v)$ este o funcție nedescrescătoare de y pentru fiecare v. Din (6) se vede că U duce o funcție nedescrescătoare într-o funcție nedescrescătoare.

Presupunem că f este mărginită, nenegativă și nedescrescătoare. Deoarece $f \geqslant 0$

$$E(f(y_n)) \geqslant E(f(y_n),\ N \leqslant n)$$

($E(y, A) = E(yI_A)$ unde I_A este indicatorul mulțimii A)

$$E(f(y_n), N \leqslant n) = \sum_{j=0}^{n} E(f(y_n),\ N = j) =$$

$$= \sum_{j=0}^{n} E(E(f(y_n),\ N = j|\mathcal{F}_j)) = \sum_{j=0}^{n} E(Ef(y_n|\mathcal{F}_j),\ N = j) =$$

$$= \sum_{j=0}^{n} E\,(U^{n-j}f\,(y_j),\ N=j) = \sum_{j=0}^{n} E\,(U^{n-N}f\,(y_N),\ N=j) =$$

$$= E\,(U^{n-N}f\,(y_N),\ N \leqslant n) \geqslant E\,(U^{n-N}f\,(z),\ N \leqslant n)$$

deoarece $y_n \geqslant z$. Conform lemei lui Fatou și N = finit avem

$$\liminf E\,(f\,(y_n)) \geqslant \liminf U^n f\,(z),\ (\forall) z \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right] \tag{9}$$

$$\text{Fie } U^\infty f = \lim_{y \to \frac{\pi}{2}} \lim_{n \to \infty} U^n f\,(y)$$

Din (9) avem

$$\liminf E\,(f\,(y_n)) \geqslant U^\infty f \tag{10}$$

Aceasta este adevărat pentru orice $\mathcal{S}\,(x_0)$ și $U^\infty f$ nu depinde de $\mathcal{S}\,(x_0)$.

Pentru orice $n \geqslant k \geqslant 0$.

$$E\,(f\,(y_n)) = E\,(U^k f\,(y_{n-k})) = E(U^k f\,(y_{n-k}),\ y_{n-k} \leqslant z) +$$

$$+ E\,(U^k f(y_{n-k}),\ y_{n-k} > z) \leqslant U^k f\,(y) + \|f\| M\,(z) \tag{11}$$

unde $\|f\| = \sup_{y \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]} |f\,(y)|$ și

$$M\,(z) = \sup_{i \geqslant 0} P\,(y_j > z)$$

Urmează că

$$\limsup E\,(f\,(y_n)) \leqslant U^k f\,(y) + \|f\|\ M\,(z). \tag{12}$$

Presupunem că $y_0 = y$ a.s. Punînd $z \to \frac{\pi}{2}$ în (12) și ținînd cont că $M\,(z) \to 0$ obținem

$$\limsup E_y(f\,(y_n)) \leqslant U^\infty f \tag{13}$$

Combinînd cu (10) avem

$$\lim_{n \to \infty} E_y\,(f\,(y_n)) = U^\infty f, \tag{14}$$

pentru toți $y \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ pentru toate funcțiile f mărginite, nenegative și nedescrescătoare. Dacă $\mathcal{S}\,(y_n | y_0 = 0,\ n \geqslant 0)$ is tight, există un subșir care converge la o probabilitate ν. Pentru (18), cu $y = 0$, $U^\infty f = \int f\ \mathrm{d}\nu$ dacă f este mărginită, continuă, nenegativă și nedescrescătoare. Dacă probabilitățile ν_1 și ν_2 satisfac $\int f \mathrm{d}\nu_1 = \int f \mathrm{d}\nu_2$

pentru toate funcţiile f, atunci $\nu_1 = \nu_2$. Conform (14) şi $\delta(y_n | y_0 = y, n \geqslant 0)$ avem $y_n \Rightarrow \nu_1$ pentru toate stările iniţiale y. (Corolar pentru toate distribuţiile iniţiale $\delta(y_0)$).

Dacă f este mărginită şi continuă, Uf este de asemenea deoarece

$$E(f(y_{n+1})) = E(Uf(y_n)) \to \int Uf d\nu \text{ cînd } n \to \infty.$$

Dar $E(f(y_{n+1})) \to \int f d\nu$, aşa $\int Uf d\nu = \int f d\nu$ pentru toate funcţiile f mărginite şi continue. Aceasta implică că ν este staţionară. Dacă ν' este orice distribuţie staţionară, luînd $\delta(y_0) = \nu'$ şi notînd ca $\nu' = \delta(y_n)$, $n \to \infty$, atunci $\nu' = \nu$, este unica distribuţie staţionară a şirului $\{y_n,\ n \geqslant 0\}$. Rezultatele obţinute pentru y_n le transcriem pentru x_n.

Cazul II.

Deoarece şirul y_n este mărginit, rămîne de analizat cazul în care $P^+(y) > 0$ nu pentru toţi $y \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right)$ şi $P^-(y) > 0$ nu pentru toţi $y \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right]$.

Dacă $E\left(\text{arc tg} \frac{v_n}{1 - v_n}\right) > 0$ atunci

$$P^+(0) = \Pi(\delta(0) > 0) = \Pi\left(\text{arc tg} \frac{v_n}{1 - v_n} > 0\right) > 0.$$

Deoarece P^+ este o funcţie semicontinuă inferior, $P^+(y) > 0$ pentru y în vecinătatea lui 0.

$P^+(y) = 0$ pentru cîţiva $y \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right)$ deci notăm

$$a^+ = \sup \{x : P^+(y) > 0 \quad \text{pentru toţi } y < x\}$$

$$a^- = \inf \{x : P^-(y) > 0 \quad \text{pentru toţi } y > x\}$$

Fie $y_0 = \text{arc tg} \frac{x_0}{1 - x_0}$ dat.

Lema 2. $P^+(a^+) = 0$, $(0, a^+)$ este stocastic închisă şi $y_0 < a^+$ implică $\lim \sup y_n = a^+$ a.s. Similar $P^-(a^-) = 0$, $\left(a^-, \frac{\pi}{2}\right)$ este stocastic închisă şi $y_0 > a^-$ implică $\lim \inf y_n = a^-$ a.s. În final $a^- \leqslant a^+$.

Demonstrație.

Să studiem semnul derivatei $\delta(y)$

$$\delta(y) = \operatorname{arc\ tg} \frac{(\Phi + v)\operatorname{tg} y + v}{(1 - \Phi - v)\operatorname{tg} y + 1 - v} - y$$

$$\delta'(y) = \frac{\Phi}{\cos^2 y\{[(1 - \Phi - v)\operatorname{tg} y + 1 + v]^2 + [(\Phi + v)\operatorname{tg} y + v]^2} - 1$$

Pentru $\Phi > \frac{1}{2}$,

$$-1 < \delta'(y) \leqslant 0$$

Există un șir x_j, $x_j \geqslant a^+$, $P^+(x_j) = 0$ și $x_j \to a^+$ pentru $j \to \infty$. Dar P^+ este semicontinuă inferior așa că $P^+(a^+) = 0$ sau $\delta(a^+, v) \leqslant 0$ pentru aproape toți v. Atunci $a^+ + \delta(a^+, v) \leqslant a^+$ a.s. Dar $y + \delta(y, v)$ este o funcție strict crescătoare de y pentru aproape toți v, $y + \delta(y, v) < a^+$ pentru toți $y < a^+$. De aici $P(y_{n+1} < a^+ \mid y_n = y) = 1$ pentru toți $y < a^+$ și $(0, a^+)$ este închisă stocastic. Urmează că $y_0 < a^+$ implică $\limsup y_n \leqslant a^+$. Dar $P^+(y) > 0$ pentru toți $y < a^+$, atunci $\limsup y_n \geqslant a^+$ conform lemei 1. Atunci $y_0 < a^+$, implică $\limsup y_n = a^+$ a.s. Prin simetrie demonstrăm aserțiunile făcute asupra lui a^-.

Să arătăm că $a^- \leqslant a^+$.

Presupunem prin reducere la absurd că $a^+ < a^-$. Deoarece $P^+(a^+) = 0$ și $P^-(a^-) = 0$ avem $\delta(a^+, v) \leqslant 0$, $\delta(a^-, v) \geqslant 0$, pentru aproape toți v și deci, $\delta(a^+, v) \leqslant \delta(a^-, v)$. Conform ipotezei $E\left(\operatorname{arc\ tg} \frac{\Phi - 1 + v}{\Phi + v}\right) < 0$ și avem $-1 < \delta'(y) \leqslant 0$, deci $\delta(y)$ este o funcție descrescătoare de y. Deci pentru $a^+ < a^-$ am avea $\delta(a^+, v) > \delta(a^-, v)$ contradicție cu cele spuse mai sus și avem $a^- \leqslant a^+$.

Distingem două subcazuri:

a) $a^+ > a^-$

b) $a^+ = a^-$

Fie $I = [a^-, a^+]$. Urmează din lema a 2-a că $(0, a^+]$ și $\left[a^-, \frac{\pi}{2}\right)$ sînt stocastic închise. De aici și intersecția lor I este stocastic închisă. În cazul a) din lema 2 rezultă că $y_n \in I$, pentru n suficient de mare a.s. În cazul b) I se reduce la un singur punct și arătăm că $\lim y_n = a$ a.s. În ambele cazuri distribuția limită a lui y_n este concentrată pe I.

Cazul a.

Avem $\delta(a^-) \geqslant 0$ și $\delta(a^+) \leqslant 0$ a.s. Deoarece $-1 < \delta'(y) \leqslant 0$ avem $0 < 1 + \delta'(y) \leqslant 1$.

Dacă f este mărginită atunci

$$\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}y}\right) f(y + \delta(y)) = f'(y + \delta(y))(1 + \delta'(y))$$

este mărginită și diferențierea și integrarea se pot interverti în (6) și obținem

$$(Uf)'(y) = \int f'(y + \delta(y))(1 + \delta'(y))d\pi \tag{15}$$

Fie $\|f\| = \sup_{x \in I} |f(x)|$ unde $I = [a^-, a^+]$

Știm că I este stocastic închis deci

$$\|(Uf)'(y)\| \leqslant \|f'\|(1 + \int \delta(y)d\pi \text{ pentru } y \in I \text{ și}$$

$$\|(Uf)'y\| \leqslant \alpha\|f'\| \text{ unde}$$

$$\alpha = \max (1 + \int \delta(y)d\pi).$$

Prin inducție

$$\|(U^n f)'\| \leqslant \alpha^n \|f'\| \tag{16}$$

Dar $\int \delta'(y)d\pi$ este continuă și strict negativă pe intervalul compact I așa că pentru $\alpha < 1$, $\|(U^n f)'\| \to 0$ cînd $n \to \infty$.

Avem

$$\sup_{y \in I} Uf(y) \leqslant \sup_{y \in I} f(y)$$

așa că prin inducție

$s_n = \sup_{y \in I} U^n f(y)$ este un șir necrescător

Similar

$i_n = \inf_{y \in I} U^n f(y)$ este un șir nedescrescător.

Dar

$$s_n - i_n = \sup U^n f - \inf U^n f \leqslant (a^+ - a^-)\|(U^n f)'\|$$

așa încît s_n și i_n converg spre aceeași limită, pe care o vom nota $U^\infty f$.

De aici pentru fiecare $y \in I$, $U^n f(y)$ și $U^\infty f$ sînt în intervalul $[i_n, s_n]$ și $\|U^n f - U^\infty f\| \to 0$ cînd $n \to \infty$.

Presupunem că $\$(y_0)$ este nespecificată.

Prin lema 2, $y_n \in$ I pentru cîțiva n a.s., așa că $N = \min\{n;\ y_n \in I\}$ este finit a.s.

Dar

$$E(f(y_n)) = E(U^{n-N} f(y_N),\ N \leqslant n) + E(f(y_n),\ N > n)$$

Primul termen $E(U^{n-N} f(y_N))$ converge spre $U^\infty f$ dacă $n \to \infty$ și al doilea termen $E(f(y_n), N > n)$ converge la zero cînd $n \to \infty$. Deci $E(f(y_n)) \to U^\infty f$ pentru orice $\$(x_0)$ și f funcție mărginită.

Cazul b. $a^+ = a^-$

Fie a valoarea comună a lui a^+ și a^-. Vrem să arătăm în acest caz că $\lim y_n = a$.

Presupunem că $y_0 < a$ fără a pierde din generalitate.

Fie

$$z_n = z_n(\alpha) = -(a - y_n)^\alpha \quad \text{unde } 0 < \alpha < 1. \tag{17}$$

Conform lemei 2 $\limsup z_n = 0$ a.s. ($\limsup y_n = a$ a.s.).

Vrem să arătăm că

$$E(\Delta z_n(\alpha) \mid z_n(\alpha) = z) \geqslant 0 \text{ dacă } z < 0. \tag{18}$$

Atunci conform teoremei lui Lamperti [4] urmează că $\lim z_n = 0$ sau $\lim y_n = a$. Pentru aceasta scriem

$$\Delta z_n \mid |z| = 1 - [1 + \Delta y_n (y - a)^{-1}]^\alpha$$

Cantitatea $1 + \Delta y_n (y - a)^{-1}$ este pozitivă a.s.

Este suficient să arătăm că

$$\int [1 + \delta(y)(y - a)^{-1}]^\alpha \, d\pi \leqslant 1 \text{ pentru } y < a. \tag{19}$$

Deoarece $P^+(a) = 0$ și $P^-(a) = 0$ ave, $\delta(a, v) = 0$ pentru aproape toți v

Atunci

$$\delta(y)(y - a)^{-1} = \frac{\delta(y) - \delta(a)}{y - a} \leqslant \sup_{y \in (0, \frac{\pi}{2})} \delta'(y) \leqslant 0$$

$$1 + \delta(y)(y - a)^{-1} \leqslant 1.$$

Deci

$$[1 + \delta(y)(y - a)^{-1}]^\alpha \text{ este mărginită de 1.}$$

și conform teoremei de convergență integrală (19) converge la

$$\int [1 + \delta'(a)]^\alpha \, d\pi \text{ cînd } y \uparrow a.$$

Notăm

$g(\alpha) = \int [1 + \delta'(a)]^\alpha \, d\pi$ și vrem să arătm că $g(\alpha) < 1$.

Pentru aceasta să calculăm mai întîi

$$g'(0) = \lim_{\alpha \searrow 0} \frac{g(\alpha) - 1}{\alpha} = \lim_{\alpha \searrow 0} \frac{\int \{[1 + \delta'(a)]^\alpha - 1\} d\pi}{\alpha}$$

Notăm $\xi = \text{im}\ln(1 + \delta'(a))$

$$e^{\xi} = 1 + \delta'(a)$$

$$g'(0) = \lim_{\alpha \searrow 0} \frac{\int [e^{\alpha} - 1] d\pi}{\alpha} = \lim_{\alpha \searrow 0} \int \frac{\xi (e^{\alpha\xi} - 1)}{\alpha \xi} d\pi = \int \xi \ln e \, d\pi =$$

$$= \int \ln (1 + \delta'(a)) \, d\pi$$

Să arătăm că

$$(g(\alpha))^{\frac{1}{\alpha}} \to \exp [\int \ln (1 + \delta'(a)) d\pi \text{ cînd } \alpha \downarrow 0$$

$$\lim_{\alpha \searrow 0} (g(\alpha)^{\frac{1}{\alpha}} = y, \ln y = \lim_{\alpha \searrow 0} \frac{1}{\pi} \ln g(\alpha) = \lim_{\alpha \searrow 0} \frac{\ln g(\alpha)}{\alpha} =$$

$$= \lim_{\alpha \searrow 0} \frac{g'(\alpha)}{g(\alpha)} = \frac{g'(0)}{g(0)} = \int \ln (1 + \delta'(a)) d\pi \quad (g(0) = 1)$$

Am arătat că

$$-1 < \delta(y) \leqslant 0, \quad -1 < \delta'(a) < 0, \quad 0 < 1 + \delta'(a) < 1 \Rightarrow$$

$$\ln (1 + \delta'(a)) < 0 \Rightarrow \int \ln (1 + \delta'(a)) d\pi < 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \exp [\int \ln (1 + \delta'(a)) d\pi] < 1$$

adică $(g(\alpha))^{\frac{1}{\alpha}} \to \exp [\int \ln (1 + \delta'(a)) d\Pi]$, $\alpha \downarrow 0$ sau

$$(g(\alpha))^{\frac{1}{\alpha}} < 1 \Rightarrow g(\alpha) < 1.$$

Teorema este astfel demonstrată.

Generalizare

Fie ecuaţia liniară vectorială care reprezintă modelul mesajului la filtrul Kalman discret [5]

$$x_{n+1} = \Phi x_n + v_n, \quad n \geqslant 0, \; n \in \mathbf{N} \tag{21}$$

unde

$$x_n \in R^N$$

$$v_n \in R^N,$$

v_n reprezintă un proces stochastic, Φ este matricea stărilor de trecere de forma $N \times N$, matrice diagonală constantă cu $\Phi_{ii} > \frac{1}{2}$, $(\forall) i = 1, \ldots, N$.

Se poate considera și cazul cînd matricea Φ este diagonizabilă (Φ matrice Jordan cu rădăcinile polinomului caracteristic reale). Atunci există matricea A, astfel încît $\Phi = A\psi A^{-1}$ cu ψ matrice diagonală

$$x_{n+1} = A\psi A^{-1}x_n + v_n$$

Facem substituția $X_n = A^{-1}\, x_n$ și ecuația (21) devine

$$X_{n+1} = \psi X_n + w_n,\ n \geqslant 0,\ n \in N \tag{22}$$

unde notăm

$$w_n = A^{-1}\ v_n$$

Facem analiza mai departe pe ecuația (21), pentru a fi consecvenți ca notații cu prima parte pe care o vom folosi în cele ce urmează.

Ecuația (21) se poate scrie ca N ecuații scalare de tipul analizat (1).

$$\begin{cases} x_{n+1,1} = \Phi_{11}x_{n,1} + v_{n,1} \\ x_{n+1,2} = \Phi_{22}x_{n,2} + v_{n,2} \\ \cdots\cdots\cdots\cdots \\ x_{n+1,N} = \Phi_{NN}x_{n,N} + v_{n,N} \end{cases} \tag{23}$$

Definim vectorul $y_n \in R^N$ astfel

$$y_n = \operatorname{arctg}\frac{x_n}{1 - x_n} = \left(\operatorname{arctg}\frac{x_{n,1}}{1 - x_{n,1}}\ \ldots, \operatorname{arctg}\frac{x_{n,N}}{1 - x_{n,N}}\right) \tag{24}$$

Atunci

$$\delta(y_n) = y_{n+1} - y_n = \left(\operatorname{arctg}\frac{(\Phi_{11} - 1)x_{n,1} - v_{n,1}}{2\Phi_{11}x_{n,1}^2 + (2v_{n,1} - 1 - \Phi_{11})x_{n,1} + 1 - v_{n,1}}\ \ldots,\right.$$

$$\left. \ldots, \operatorname{arctg}\frac{(\Phi_{NN} - 1)x_{n,N} - v_{n,N}}{2\Phi_{NN}x_{n,N}^2 + (2v_{n,N} - 1 - \Phi_{NN})x_{n,N} + 1 - v_{n,N}}\right)$$

Presupunem starea inițială $x(0) \in R^N$ dată, și procesul stochastic v_n staționar, v_n independenți și identic distribuiți și că procesul este independent de starea inițială $x(0)$.

Distribuția lor comună o notăm cu π.

$$\pi(A) = \pi(v_n \in A).$$

În aceste ipoteze șirul x_n este un proces Markov cu probabilitatea de trecere staționară. Fie $\mathcal{S}(x_0)$ distribuția lui x_0. Avem teorema limită următoare :

Teoremă. Dacă vectorul $E\left(\operatorname{arctg}\frac{v}{1+v}\right)$ are toate componentele pozitive și vectorul $E\left(\operatorname{arctg}\frac{\Phi-1+v}{\Phi+v}\right)$ are toate componentele negative atunci șirul $\{x_n\}_{n\in N}$ are o distribuție staționară în R^N unică $\mu=(\mu_1, \mu_2, \ldots, \mu_n)$. Pentru orice $\S(x_0)$, $x_n \Rightarrow \mu$ dacă $n\to\infty$.

Demonstrația se reduce la aplicarea teoremei limită precedente fiecăreia din cele n ecuații de tipul (1), care formează ecuația vectorială (21).

BIBLIOGRAFIE

1. *K. L. Chung*, A Course in Probability Theory Academic Press, New York, 1974.
2. *W. Feller*, An introduction to Probability Theory an its Applications, Wiley and Sons, New York, 1966.
3. *M. Iosifescu, R. Theodorescu*, Random Processes and Learing, Springer-Verlag, Berlin, 1969.
4. *Lamperti*, Criteria for recurrence or transience of stochastic processes, Journal Mathematical Analysis Applications I, 1960.
5. *K. J. Aström*, Introduction to stochastic control theory, Academic Press, New York and London, 1970.
6. *F. Norman*, An ergodic theorem for evolution in a random environment. Journal Appl. Probab. 12, 6, 1975.

On the Limit Theorem

In this paper one gives a limit theorem for the Markov processes (x_n) of type (1), in some specially conditions. In this way the limit theorem is generalized for well known equation (21) the message model for discrete Kalman filtrer.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z. : 519.14

H-GRAPHS AND THEIR APPLICATIONS TO PATTERN RECOGNITION

GHEORGHE D. TECUCI *

A new type of graphs, called H-graphs is defined and the relations with directed and nonoriented graphs are established. Then the H-graph corresponding to a picture is defined and it is shown that the circuits of this graph correspond to the elementary regions of the picture. At the end of the paper, the use of the above results in a syntactic pattern recognision system is suggested.

Index Terms — Graph theory, computer vision, scene analysis, elementary region, syntactic pattern recognition.

I. Introduction

Everyone agrees that pattern recognition is very usefull but there is still much to be done until good pattern recognition systems can be produced.

This paper presents some results in this field.

In the second section of the paper we define the notion of H-graph and establish the H-graphs relations with directed and respectively nonoriented graphs.

In the third section we define the H-graph corresponding to a picture and indicate how relevant aspects of that picture can be extracted on the basis of the corresponding H-graph.

In the last section we propose the use of the above results in a syntactic pattern recognition system.

II. H-Graphs

We briefly establish the notion of H-graph by giving some basic definitions.

Manuscript received 5 November 1980

* Eng., Central Institute for Management and Informatics

Definition 1

An H-graph G is a triple

$$G = (V, A, R)$$

where V is a finite nonempty set of vertices

A is a finite set of edges

R is a finite set of ternary relations, subset of $V \times A \times A$ such that one can define the following application:

$$\varphi : A \to \mathfrak{P}(V \cup \mathbb{N}) \qquad \alpha \mapsto \{x, y, n\}$$

and

1. $\forall (x, \alpha_i, \alpha_j) \in R \qquad x \in \varphi(\alpha_i) \cap \varphi(\alpha_j)$
2. $\forall \alpha_i, \alpha_j \in A \; i \neq j \; \varphi(\alpha_i) = \{x_i, y_i, n_i\} \; \varphi(\alpha_j) = \{x_j, y_j, n_j\} \; n_i \neq n_j$

x and y are called the vertices of the edge α and n its number.

If we represent the relation (a, α, β) as an arrow from α to β around a, we can represent an H-graph by a diagram as shown in the following example:

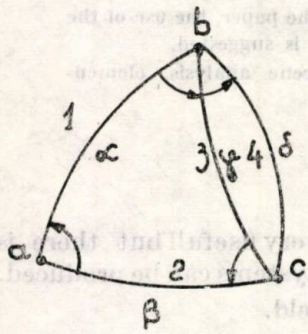


Fig. 1

$V = \{a, b, c\}$

$A = \{\alpha, \beta, \gamma, \delta\}$

$R = \{(a, \beta, \alpha), (b, \alpha, \gamma), (b, \gamma, \delta), (c, \gamma, \beta)\}$

$\varphi(\alpha) = \{a, b, 1\} \qquad \varphi(\beta) = \{a, c, 2\}$

$\varphi(\gamma) = \{b, c, 3\} \qquad \varphi(\delta) = \{b, c, 4\}$

We recursively define the path in an H-graph as follows:

Definition 2

1. if $\varphi(\alpha) = \{a, b, n\}$ $a, b \in V$ $n \in \mathbb{N}$ then (a, α, b) is a path from a to b.
2. if $(a_1, \alpha_1, \ldots, \alpha_{n-1}, a_n)$ and $(a_n, \alpha_n, \ldots, \alpha_{p-1}, a_p)$ are paths

and $(a_n, \alpha_{n-1}, \alpha_n) \in R$ then $(a_1, \alpha_1, \ldots, \alpha_{n-1}, a_n, \alpha_n, \ldots, \alpha_{p-1}, a_p)$ is a path.

We call „simple path" such path in which no vertex appears more then once.

Definition 3

A path $(a_1, \alpha_1, \ldots, \alpha_n, a_{n+1})$ is a circuit if and only if $a_1 = a_{n+1}$ and $(a_1, \alpha_n, \alpha_1) \in R$.

The relations in R make the H-graph crossing history sensitive. Indeed, reaching the vertex x, the edge on which the path can continue depends on the edge which x has been reached from.

Definition 4

Two H-graphs, (V, A, R) and (V', A', R') are isomorphic if and only if there are four 1—1 applications:

$f: V \to V'$, $g: A \to A'$, $h: R \to R'$, $i: \mathbb{N} \to \mathbb{N}$ so that:

1. $\{g(\alpha) = \alpha', \quad \varphi(\alpha) = \{x, y, n\}, \quad \varphi'(\alpha') = \{x', y', n'\}\} \to \{x' = f(x), \; y' = f(y), \; n' = i(n)\}$

2. $h(x, \alpha_i, \alpha_j) = (f(x), g(\alpha_i), g(\alpha_j))$

Hereinafter, by a directed graph we mean any pair (X, G) with X a finite nonempty set of elements standing for vertices and G a finite subset of $X \times X \times \mathbb{N}$ standing for edges and by a nonoriented graph we mean any pair (X', G') with X' also a finite nonempty set of vertices and G' a finite set whose elements are sets of the form $\{x, y, n\}$ with $x, y \in X'$ and $n \in \mathbb{N}$.

In order to simplify the notation we shall identify α with $\varphi(\alpha)$ in any H-graph.

Definition 5

A directed graph (X, G) is said to be similar to an H-graph (V, A, R) if an only if a 1—1 correspondence can be established between their vertices rand respectively, between their edges, such that a 1—1 correspondenc esults bet ween the paths containing more than one edge.

Theorem 1

For any directed graph there is a similar H-graph.

Proof

Let (X, G) be a directed graph and V, A two finite sets such that Card (G) = Card (A) and Card (X) = Card (V).

We can define three applications:

1. a 1—1 mapping from X into V $\quad i: X \to V$

2. a 1—1 mapping from G into A $\quad g: G \to A \quad (x, y, n) \mapsto \{i(x), i(y), n\}$

3. $f: G \times G \to V \times A \times A$

$$((x, y, m), (z, t, n)) \mapsto \begin{cases} (i(y), \{i(x), i(y), m\}, \{i(z), i(t), n\}) \text{ if } y = z \\ \emptyset \text{ else} \end{cases}$$

i.e.

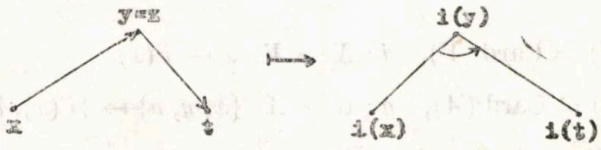


Fig. 2

It is obvious that $(V = i(X),\ A = g(G),\ R = f(G \times G))$ is an H-graph. We shall proove that it is similar to (X, G).

Let $(u_1, u_2, \ldots, u_m)$ $m > 1$ be a path in (X, G). There be must be two sequences $(x_k)_{1 \leq k \leq m+1}$, $(n_k)_{1 \leq k \leq m}$ so that $u_1 = (x_1, x_2, n_1)$, $u_2 = (x_2, x_3, n_2)$, $\ldots$, $u_m = (x_m, x_{m+1}, n_m)$. Then $(i(x_1), g(u_1), i(x_2), g(u_2), \ldots, g(u_m), i(x_{m+1}))$ is a path in (V, A, R) because $(i(x_k), g(u_{k-1}), g(u_k))_{1<k\leq m} \in R$.

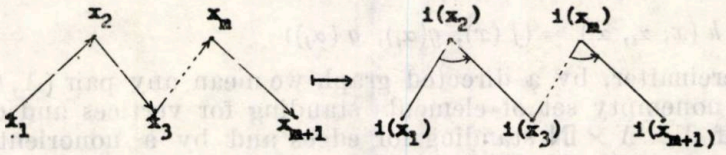


Fig. 3

Similarily to every path in (V, A, R) consisting of more then one edge, there is a path in (X, G).

We have considered only paths with more then one edge because the edges of (X, G) are oriented while the edges of (V, A, R) are nonoriented. The paths in (V, A, R) consisting of more then one edge are oriented because of the relations in R.

The converse of theorem 1 is false. For example, there is no directed graph similar to the H-graph in fig. 1 because there is no directed graph so that both (α, γ) and (γ, δ) are paths but (α, δ) is not.

Definition 6

A nonoriented graph (X, G) is said to be equivalent to an H-graph (V, A, R) if and only if a $1-1$ correspondence can be established between their vertices and respectively, between their edges, so that a $1-1$ correspondence results between their paths.

Theorem 2

For any nonoriented graph there is an equivalent H-graph.

Proof

Let $(X\,G)$ be a nonoriented graph. We shall build an equivalent H-graph (V, A, R) nearly in the same way as we did in the proof of theorem 1 :

$$\text{Card}\,(X) = \text{Card}\,(V), \quad i : X \to V \quad x \mapsto i(x)$$

$$\text{Card}\,(G) = \text{Card}\,(A), \quad g : G \to A \quad \{x, y, n\} \mapsto \{i(x), i(y), n\}$$

$$f : G \times G \to \mathscr{P}(V \times A \times A)$$

$$(\{x, y, m\}, \{z, t, n\}) \mapsto \begin{cases} \{(i(u), \{i(x),\ i(y), m\}, \{i(z),\ i(t),\ n\}), \\ (i(u), \{i(z),\ i(t),\ n\}, \{i(x),\ i(y),\ m\})\} \\ \qquad \text{if } \{x, y\} \cap \{z, t\} = \{u\} \\ \{(i(x), \{i(x),\ i(y), m\}, \{i(z),\ i(t),\ n\}), \\ (i(x), \{i(z),\ i(t),\ n\}, \{i(x),\ i(y),\ m\}), \\ (i(y), \{i(x),\ i(y),\ m\}, \{i(z),\ i(t),\ n\}), \\ (i(y), \{i(z),\ i(t), n\}, \{i(x),\ i(y),\ m\})\} \\ \qquad \text{if } \{x, y\} \cap \{z, t\} = \{x, y\} \\ \emptyset \text{ else} \end{cases}$$

i.e.

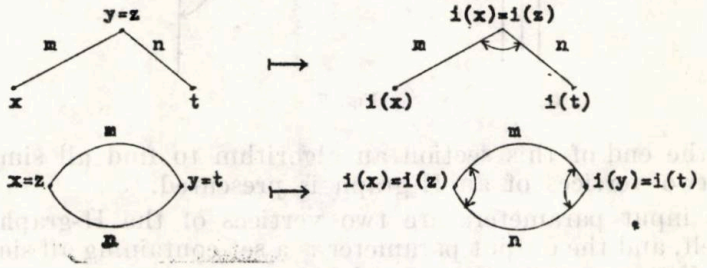


Fig. 4

The 1—1 correspondence between the paths in (X, G) and the paths in (V, A, R) is the following:

$(u_1, u_2, \ldots, u_m)$ $m \geqslant 1$ path in (X, G) so that $u_k = \{x_k, x_{k+1}, n_k\}_{1 \leqslant k \leqslant m}$

correspond to $(i(x_1),\ g(u_1),\ i(x_2), g(u_2), i(x_3), \ldots, i(x_m), g(u_m), i(x_{m+1}))$ path in (V, A, R) i.e.

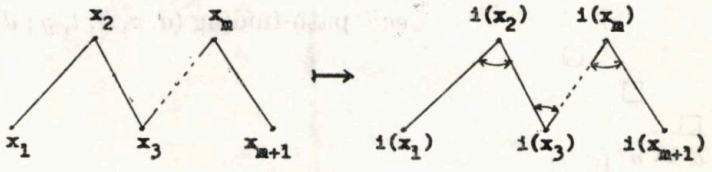


Fig. 5

The converse of theorem 2 is false. For example there is no nonoriented graph equivalent to the H-graph in fig. 1 because $(a, \alpha, b, \delta, c)$ is not a path in (V, A, R) but it should be in a nonoriented graph.

The proofs of the above theorems give also the procedures to transform a directed graph into a similar H-graph and a nonoriented graph into an equivalent H-graph.

There are some problems with the relations corresponding to the loops in H-graphs,which are similar to those of the loops in directed graphs. We

could avoid them by considering only H-graphs with no loops or by transforming the loops into two-edged circuits by using an extra vertex:

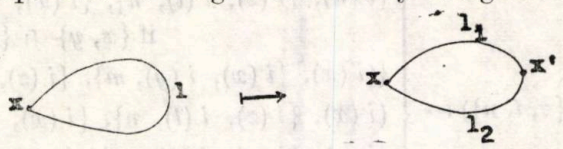


Fig. 6

The H-graphs seem to be very suitable to model crossing restriction networks. As an example, fig. 7 represents a crossroad with restrictions and its modelling by an H-graph.

Fig. 7

At the end of this section an algorithm to find all simple paths between two vertices of an H-graph is presented.

The input parameters are two vertices of the H-graph and the graph itself, and the output parameter is a set containing all simple paths from the first vertex to the second one.

In the algorithm, x, y, z, t represent vertices, l, l' edges, m, n integers, d a path, M a set of paths and $G = (V, A, R)$ an H-graph.

procedure simple-paths $(x, y, G = (V, A, R); M)$ *is*

procedure path-finding $(d, x, l, z, y; d)$ *is*
for each $l = \{z, t, m\}$ *do*
if $(z, l, l') \in R$ *and* $t \notin d$ *then*
if $t = y$ *then* $M \leftarrow M \cup \{(d, z, l', y)\}$
else $d \leftarrow (d, z, l')$
call path-finding $(d, z, l', t, y; d)$
□
□
□
$d \leftarrow d/(x, l)$
end
$M \leftarrow \emptyset$
for each $l = \{x, z, n\}$ *do*
if $z = y$ *then* $M \leftarrow M \cup \{(x, l, y)\}$
else $d \leftarrow (x, l)$
call path-finding $(d, x, l, z, y; d)$
□
□
end

III. H-Graphs applications to pattern recognition

First of all we shall define some notions to be used in this section.

Definition 7

An "elementary region" of a two dimensional picture is that region delimited by a line contour of the picture so that there is no line adjoining the contour and contained in that region.

Figure 8 represents a screw and the corresponding elementary regions :

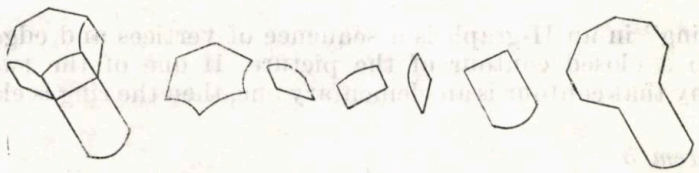


Fig. 8

Definition 8

A „relevant point" of a two-dimensional picture is that point where two or more lines meet, or the end point of a single line, or an isolated point.

Figure 9 represents some relevant points.

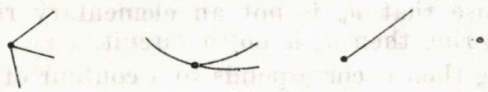


Fig. 9

We can associate an H-graph to a two-dimensional picture in the following way :

1. to each relevant point of the picture there corresponds a vertex in the graph.
2. to each line in the picture adjoining two relevant points there corresponds an edge in the graph.
3. for each relevant point x and two lines l_i, l_j impinging in it we establish the relation (x, l_i, l_j) if and only if in a counter-clockwise crossing around x of the lines impinging in x, l_j is the first successor of l_i.

Figure 10 represents the H-graph corresponding to a cube.

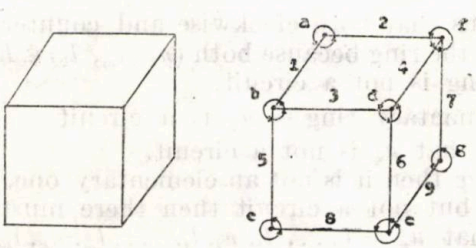


Fig. 10

From now on, every H-graph in this section is considered one corresponding to a two-dimensional picture.

Lemma 1

In a (V, A, R) H-graph

$$(x, l_i, l_j) \in R \rightarrow \forall l_k \in A \quad l_k \neq l_j \ (x, l_i, l_k) \notin R$$

The proof is immediate from the way an H-graph is associated to a two-dimensional picture.

Definition 9

A „ring" in an H-graph is a sequence of vertices and edges corresponding to a closed contour of the picture. If one of the two regions delimited by that contour is an elementary one, then the ring is elementary.

Theorem 3

In an H-graph the following statements are equivalent:

1. u_n is an elementary ring
2. u_n is a circuit

Proof

1. u_n is a circuit $\rightarrow$ u_n is an elementary ring
Let us suppose that u_n is not an elementary ring.
If u_n is not a ring then u_n is not a circuit.

If u_n is a ring then it corresponds to a contour of the picture. Also there must be at least two lines adjoining the contour each one contained into one of the two regions separated by the contour in the picture:

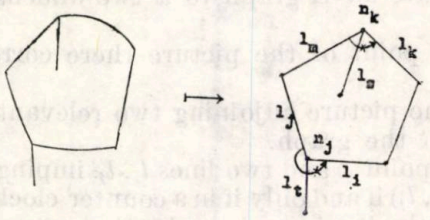


Fig. 11

It is now obvious that both clockwise and counter-clockwise crossings are not valid for the ring because both $(n_k, l_m, l_k) \notin R$ and $(n_j, l_j\, l_i,) \notin \notin R$. It means the ring is not a circuit.

2. u_n is an elementary ring $\rightarrow$ u_n is a circuit

Let us suppose that u_n is not a circuit.

If u_n is not a ring then it is not an elementary one.

If u_n is a ring but not a circuit then there must be four edges l_i, l_j, l_m and l_k so that $u_n = (\ldots, l_i, n_j, l_j, \ldots, l_m, n_k, l_k, \ldots)$ and both

$(n_k, l_m, l_k) \notin R$ and $(n_j, l_j, l_i) \notin R$ i.e. both clockwise and counter-clockwise crossing are not valid for the ring. It means that at least two edges l_t and l_s have to exist so that their corresponding lines in the picture adjoin the contour corresponding to u_n and are contained in both regions separated by the contour (fig. 11). Then none of the two regions are elementary i.e. u_n is not an elementary ring.

So, finding the elementary rings is equivalent to finding the circuits.

In order to extend the use of this result to the pictures which have relevant points as end points of single lines we successively remove from the picture this sort of lines, then find the elementary regions of the resulting picture and at last take into account the removed lines (fig. 12).

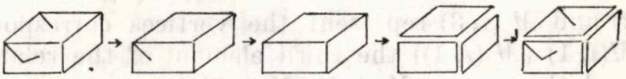


Fig. 12

Lemma 2

If (x, l_i, l_j) is a relation of a (V, A, R) H-graph then there is at the most one circuit u_n so that $u_n = (\ldots, l_i, x, l_j, \ldots)$

Proof

Let us consider there are two distinct circuits u_s and u_t which have the form $(\ldots, l_i, x, l_j, \ldots)$:

$$u_s = (\ldots, l_i, x, l_j, \ldots, l_0, y, l_p, \ldots)$$

$$u_t = (\ldots, l_i, x, l_j, \ldots, l_0, y, l_q, \ldots)$$

with $l_p \neq l_q$

It means that $(y, l_0, l_p) \in R$ and $(y, l_0, l_q) \in R$ which contradicts lemma 1.

The algorithm given at the end of section 2 can be used for finding all the circuits of a given H-graph because the circuits containing a vertex x are among the paths from x to x. In order to make this algorithm faster, we can use lemma 2 and, as soon as a circuit is found, remove the corresponding relations from the graph.

An H-graph can be represented as a vertex-edge matrix. For example, the matrix which represents the H-graph in fig. 10 is that of fig. 13a.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
a	2	1	0	0	0	0	0	0	0
b	5	0	1	0	3	0	0	0	0
c	0	0	0	0	8	0	0	5	0
d	0	0	6	3	0	4	0	0	0
e	0	0	0	0	0	8	0	9	6
f	0	4	0	7	0	0	2	0	0
g	0	0	0	0	0	0	9	0	7

(a)

	1	2	3	4
1	2	a	b	5
2	1	a	f	4
3	1	b	d	6
4	3	d	f	7
5	3	b	c	8
6	4	d	e	8
7	2	f	g	9
8	5	c	e	9
9	6	e	g	7

(b)

Fig. 13

Note that the relation $(x, \{z, x, m\}, \{x, y, n\})$ is represented by $M(x, m) = n$. This is possible because of the H-graph property expressed in lemma 1 and of the distinct integers used to label the edges.

The H-graphs associated algorithms are much faster then those associated to directed or nonoriented graphs. Indeed, by crossing the edge 1 (fig. 13a) from the vertex b to vertex a in order to find a path, we know that the search must continue with edge 2 ($M(a, 1) = 2$), no extra test being necessary.

A more compressed representation of a (V, A, R) H-graph uses a matrix with Card (A) rows and four columns (fig. 13b).

$M(i, 2)$ and $M(i, 3)$ represent the vertices corresponding to the edge i and $M(i, 1)$ ($M(i, 4)$) the third element of the relation involving the edge i and the vertex $M(i, 2)$ ($M(i, 3)$).

IV. Structural pattern recognition

The two main approaches to pattern recognition are the decision-theoretic one and structural one.

In decision theoretic approach the recognition process consists of assigning the pattern to a particular class.

A rough pattern recognition system based on this approach is:

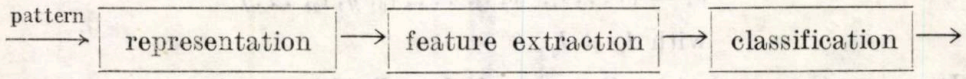


Fig. 14

The pattern to be recognized is internally represented. Then some relevant features are extracted from this representation and the classification of the pattern is made on the basis of the extracted features.

When the pattern to be recognized is quite complex, as for example in scene analysis, the number of features required to recognize it is often very large. In this case the structural approach to pattern recognition is indicated. In this approach each pattern is described in terms of simpler subpatterns and these subpatterns in terms of even simpler subpatterns and so on. Various relations exist between these subpatterns. This approach is similar to that of describing the syntax of a language.

A set of "pattern primitives" is defined and the pattern to be recognized is described by a grammar. This grammar has the pattern itself as start symbol, various subpatterns of the pattern as nonterminal symbols, the pattern primitives as terminal symbols and the ways of composition of pattern primitives and subpatterns into more complex subpatterns and into the pattern itself as production rules.

The recursive nature of the grammar and the fact that a production rule can be applied for any number of times provide structural approach to pattern recognition with the capability for describing a large set of complex patterns using small sets of pattern primitives and of grammatical rules.

As an example, let us consider a part of the description of a very simple pattern :

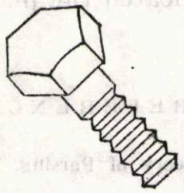


Fig. 15

< screw > : : = < screw-head > < screw-body >
< screw-head > : : = < head > < lateral face >
< head > : : = < hexagon >
< lateral face > : : = < face > < face > < face >
< screw-body > : : = < smooth part > < b part > < thread >
< thread > : : = < thread element >
: : = < thread > < thread element >
< thread element > : : = < t part > < b part >

A syntactic pattern recognision system can be considered as consisting of three major parts :

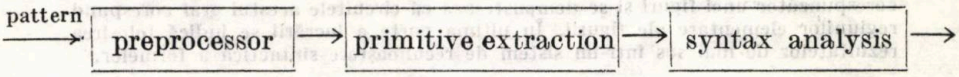


Fig. 16

The output of the preprocessor is an H-graph which represents the pattern. Extra information is associated to each vertex and edge as for example the coordinates of the corresponding relevant point or the shape of the corresponding line.

The primitive extraction consists of transforming the H-graph into a sequence of elementary regions and a set of relations between them. The elementary regions are the pattern primitives.

The primitive extraction is followed by some heuristic searches in the sequence of the elementary regions in order to establish which grammar must be used for the recognition of the current input pattern.

The last phase consists of pattern syntax analysis according to the previous selected grammars. If the pattern is correct with respect to one of these grammars then the pattern is recognized and a complete ssyntactic description in terms of a parse or a parsing-tree is produced.

V. Conclusions

In this paper we have defined the H-graph. It is a more powerful concept then the directed and nonoriented graphs are.

We have shown how H-graphs can be used for pattern representation and proved some important properties of the H-graphs corresponding to pictures. We have also indicated the place of H-graphs in a syntactic pattern recognition system.

REFERENCES

1. *A. V. Aho, J. D. Ullman*, The Theory of Parsing, Translation, and Compiling, Prentice Hall, 1972.
2. *R. O. Duda*, Elements of Pattern Recognition, Adaptive, Learning and Pattern Recognition Systems, Academic Press, 1970.
3. *K. S. Fu*, Linguistic Approach to Pattern Recognition, Classification and Clustering, Academic Press, 1977.
4. *A. Guzman*, Analysis of Curved Line Drawings Using Context and Global Informations, in Machine Intelligence 6, 1971.
5. *M. Iordache, Gh. Tecuci*, A Method to Determine the Common Normal Tree and the Essential Incidence Matrices for an Electric Network with Controlled Sources, Revue Roum. de Sciences Techniques, Electrot-Energ, 22, Nr. 3, 1977.
6. *O. Stănăşilă*, Elemente de Matematică Discretă, Lit. IPB, Bucureşti, 1978.
7. *I. Tomescu*, Combinatorică şi Teoria Grafurilor, Lit. Univ. Bucureşti, 1978.
8. *T. Vamos*, Industrial Objects and Machine Parts Recognition, Syntactic Pattern Recognition Applications, Springer Verlag, 1977.

H-Grafurile şi aplicaţiile acestora la recunoaşterea formelor

Se defineşte un nou tip de grafuri, numite H-grafuri şi se stabilesc relatiile acestora cu grafurile orientate şi neorientate. În continuare se defineşte H-graful corespunzător unei figuri şi se demonstrează că circuitele acestui graf corespund regiunilor elementare ale figurii. În ultima parte a lucrării se indică folosirea rezultatelor de mai sus într-un sistem de recunoaştere sintactică a formelor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

FIZICĂ

C.Z. : 536.7
620.9

A PHYSICO-CHEMICAL DATA BASE FOR THE SELECTION OF PHASE-CHANGING SOLAR ENERGY STORAGE MATERIALS

V. L. FARA, M. ATANASIU, R. GRIGORESCU *

The paper presents the criteria for the selection of phase-changing storage materials. A computer processed data base has been created using the parameters found in literature. The storage materials are classified in view of their optimization following different criteria. The suggested package of programs for the creation, up-dating and maintenance of a physico-chemical data base has been tested and the results are favourable. The method can be extended to other types of storage materials (e.g. chemical storage).

Introduction

A main problem in thermal storage of solar energy consists in the optimal selection of the storage materials to suit the requirements of the user.

A computerized physico-chemical data base allows the shortening of the time of access to the information about the materials required, the ordering of the materials following a given criterion and the performing of certain computations.

Solar energy storage by means of phase-changing materials shows a series of advantages in comparison with the sensible heat storage method :

- the stored quantity of heat is much larger for the same mass of storage materials;
- the latent heat (for certain storing materials) is much larger than their specific heat, thus leading to an increase in the stored quantity of heat;
- the storage tank is operating under approximately constant temperature conditions, eliminating the too frequent temperature changes which would damage the installation.

That is why the present paper is restricted to suggesting a physico chemical data base for the selection of phase-changing storage materials

Manuscript received 19 February 1981
* Lecturer; Physicist; Engineer, Physics Dep.

1. — Selection criteria for phase — changing storage materials

Four types of criteria are considered in the selection of phase — changing materials used for solar energy storage:

a) thermodynamical criteria;
b) kinetical criteria;
c) chemical criteria;
d) economical criteria

a) *Thermodynamical criteria*

— the melting point of the storage material must be chose to the required temperature value;
— the latent heat must be large enough (the larger this value, the smallest the mass required to store a given quantity of heat);
— the melting point must be well defined and the melting complete so that the solid and liquid phases remain chemically identical (this identity is required for thermal cycling of the material).

b) *Kinetical criteria*

— the cycling of the storage material must not modify the nucleation during solid/ liquid and liquid/ solid phase changes; otherwise, the stored energy will not be totally released.

c) *Chemical criteria*

— the storage material must not interact with the tank or be prone to corrosion; it must not be inflammable or poisonous (or the appropiate precautionary measures must be taken).

d) *Economical criteria*

— the price of the material must be low and the material easily accessible.

Additional criteria are required for the proper operation of a solar energy thermal storage installation (e.g. compatibility with the materials).

2. Achievement of a physico-chemical data base for the selection of phase-changing storage materials

The storage materials have been selected using the bibliographical references, [1] — [6]

The main characteristics considered for the selection were the following:

— melting temperature: 40 ÷ 200°C
— melting latent heat: 125 ÷ 800 kJ/kg.

Table 1 shows the most interesting substances to be used for phase — changing solar energy storage.

Table 1

No	Chemical formula	Melting latent heat (kJ/kg)	Melting temperature (°C)	Density (kg/m³)
0	1	2	3	4
1	$MoCl_3$	123	194	2928
2	KSCN	146	141.4	1886
3	Al I_3	20	191	3980
4	As I_3	20	146	4390
5	SnI_4	29	143.5	4460
6	Ti I_4	32	150	4300
7	Sb I_3	35	167	4780
8	Sb Br_3	41	96.6	4148
9	Al Br_3	42	97.5	3200
10	In I_3	43	198	4680
11	N H_4 CNS	43	149.6	1305
12	H_4 P_2 O	52	61	—
13	Sb Cl_2	56	73	3140
14	Os O_4	56	40	4190
15	N H_4 NO_3	80	169.6	1670
16	H_2 Se O_4	99	60	2950
17	H_3 PO_4	107	144	1760
18	N H_4 HSO_4	125	144	1761
19	Ca $(NO_3)_2$ $6H_2O$	125	67 (47)	1883
20	Ca $(NO_3)_2$ 4 H_2O	141	42.5	1820
21	Ni $(NO_3)_2$ 6 H_2O	153	56.7	2050
22	H_3 PO_3	156	70	1651
23	Mg $(NO_3)_2$ 6 H_2O	160	89.5 (95)	1640
24	Mg O_2 $6H_2O$	169	117	1560
25	N_2H_4HCl	223	92.6	—
26	0.27 Li NO_3 0.68 NH_4 NO_3 0.05 NH_4 Cl	112.8	82	1860
27	0.25 Li NO_3 0.65 NH_4 NO_3 0.1 NH_4 Cl	125.4	81	1640
28	0.53 Mg $(NO_3)_2$ 0.47 Mg Cl_2 $6H_2O$	146.3	59	1610
29	Urea	—	132	1320
30	Paraffin	146.b—163	58—62	820
31	Naphtalene	146.3	80	970
32	Benzoic acid	192.3	122	1260
33	Trichloracetic acid	359.5	58	1620
34	Chloracetic acid	204.8	62	1580
35	Palmitic acid	217.4	62	850
36	Stearic acid (tristearin)	200.6	71	840
37	Anhydrous glucose	175.5	147	1560

To achieve an easier manipulation of the data they are stored on disc and processed by means of a set of programs.

The data processing steps are the following:

— file creation on disc

— file up-dating with new data from cards
(including verification of data on cards)
— selection and listing of the data of interest in a given problem

The structure of the input data is shown in table 2; this table also shows the structure of an item on disc.

The second data card is identical with the first one up to column 35; column 36 contains the figure 9 as identifier and columns 37 — 80 the pertinent observations.

The program package effects the following checks:

a) chemical formula check (presence of symbols and indices, rezerved columns);

b) range of input values check:
— melting temperature 40 ÷ 200°C
— melting latent heat 12.5 ÷ 800 kI/kg
— specific heat solid/ liquid 0.84 ÷ 6.25 kJ/kg
— solid/ liquid density 600 ÷ 15000 kg/m^3

c) compatibility check (checks if the new data are compatible with the old ones)

The errors are displayed but erasement is made only upon insertion of a special character, thus avoiding accidental erasement.

The items are selected according to properties, at given intervals. After selection the items are ordered according to different criteria which are given on cards by the user. Eventually, the listing program outputs the list and makes certain computations (change of volume, stored heat as a function of temperature, melting/ solidifying times, specific prices, a.s.o). Fig. 1 shows the structure of the package of programs used.

The set of programs has been run on a FELIX 256 computer.

It consists of the following program modules:

— CRESVID creates an empty library file on disk.

— ASTOQ reads items from cards, verifies them according to the card format and certain preselected criteria and writes the valid items as binary record on disk. This module has been tested with correct and wrong data from 39 card items, of which only 16 have been validated.

— SELSTOQ reads parameter limits from cards and selects items from the disk library according to these limits. The items selected are copied to a different output file. The printout from this program consists in the parameter limits and the number of items selected. This module has selected 6 items in the test run.

Source program modules CRESVID, ASTOQ and SELSTOQ are written in COBOL.

System program modules SMYGEN and INVFICH have been run in order to arrange the items according to specified criteria and list the contents of selected file.

A FORTRAN program module computes and prints the physical parameters of the selected items. The test run has obtain ed a table of the 6 selected items and their parameters.

Table 2

Columns A	Data B
1— 3	Registration number of the storage material
4—35	Chemical formula, left justified and alphabetically ordered with two columns reserved for the symbol of each element and two columns for its indices
36—38	Melting temperature of the material
39—41	Melting latent heat
42—44	Specific heat of the solid phase, the first column containing the integer and the others the decimal figures;
48—51	Density of the material in solid phase, two columns for the integer and the others for the decimal figures
52—55	Density of the material in liquid phase with the same division as above
56—59	Specific price of material, with the same division
60	import code
61—65	bibliographical references
66—80	not used

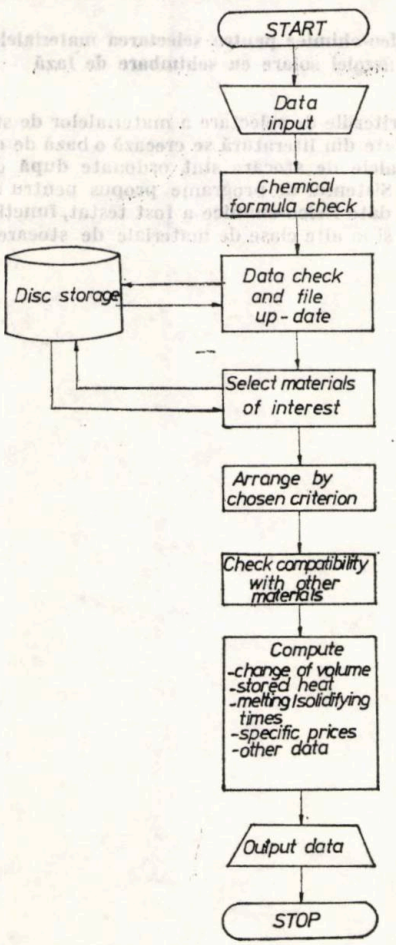


Fig. 1

Conclusions

The suggested package of programs for the creation, up-dating and maintenance of a physico-chemical data base has been tested and the results are favourable. The method suggested in this paper can be extended to other types of storage materials (e.g. chemical storage).

REFERENCES

1. „Langes — Handbook of chemistry", Handbook Publishers Inc. Ohio, 1956.
2. „*Dr. Phil Ellen Lax. Dr. rer nat. Claudia Sinawietz*, „Taschenbuch für Chemiker und Physiker", Band I, Springer Verlag, Berlin — Heidelberg — New-York, 1967.
3. *V. P. Glushka*, Termicheskie konstanta veschestv, vol. I—III, A.N.S.S.R., Moskva, 1968.
4. *R. Dumon*, „Énergie solaire et stokage de l'énergie", Masson, Paris, 1977.
5. * * * Solar Energy, 1965—1979.
6. * * * Energy Conversion, 1965—1979.

O bază de date fizico-chimice pentru selectarea materialelor de stocare a energiei solare cu schimbare de fază

Sînt prezentate criteriile de selectare a materialelor de stocare prin schimbare de fază. Folosind date din literatură se creează o bază de date care se prelucrează automat. Materialele de stocare sînt ordonate după diverse criterii, în vederea optimizării lor. Sistemul de programe propus pentru crearea, ordonarea și actualizarea bazei de date fizico-chimice a fost testat, funcționînd satisfăcător. Metoda poate fi extinsă și la alte clase de materiale de stocare (de ex. stocarea chimică).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

ELECTROTEHNICĂ

C.Z. : 621.3.016.2
621.392.4

ASUPRA COMPENSĂRII PUTERII COMPLEMENTARE ÎN SISTEME ELECTROENERGETICE FUNCTIONIND ÎN REGIM PERIODIC NESINUSOIDAL

LIDIA CONSTANTINESCU, F.M.G. TOMESCU *

În lucrare sînt demonstrate cîteva relații generale asupra mărimilor energetice caracteristice unui dipol electric; pe această bază este propusă o metodă de compensare a puterii electrice complementare prin modificarea formelor de variație în timp ale mărimilor electrice.

Studiul circuitelor electrice funcționînd în regim periodic nesinusoidal este efectuat, de obicei, pe baza descompunerii tuturor mărimilor electrice (curenți, tensiuni) în serii Fourier trigonometrice, avîndu-se în vedere referirea la mărimi armonice (sinusoidale), [1]. Aceleași probleme pot fi abordate și pornind de la dezvoltări ale mărimilor electrice în serii Fourier după un sistem complet oarecare de funcții ortonormate; în prezenta lucrare se va face referire la sistemul de funcții Haar, [2], [3], [4].

Se consideră un dipol funcționînd în regim nesinusoidal periodic, excitat de un generator de tensiune cu impedanță neglijabilă; tensiunea u și curentul i sînt funcții de timp periodice, cu perioada T, mărginite și cu un număr finit de discontinuități pe compactul $[0, T]$.

Fie $\{f_k\}$, $k = 0, 1, 2, \ldots$, o bază pe domeniul $[0, T]$, unde funcțiile $f_k : [0, T] \leftarrow R$, $k = \leftarrow R$, $k = 0, 1, 2, \ldots$ sînt presupuse ortonormate:

$$\frac{1}{T}\int_0^T f_k(t) f_k(t)\, \mathrm{d}t = \delta_{kj} = \begin{cases} 0 \text{ pentru } k \neq j \\ 1 \text{ pentru } k = j \end{cases}$$

Curentul și tensiunea pot fi dezvoltate în serii de funcții f_k:

$$u(t) = \sum_0^\infty U_k f_k(t) \approx \sum_0^N U_k f_k(t)$$

$$i(t) = \sum_0^\infty I_k f_k(t) \approx \sum_0^N I_k f_k(t),$$

Manuscris predat redacției la data de 9 martie 1981
* Șef lucrări dr. ing.; Conf. dr. ing. Catedra Electrotehnică I

unde

$$U_k = \frac{1}{T}\int_0^T u\,(t)\,f_k(t)\,\mathrm{d}t,$$

$$I_k = \frac{1}{T}\int_0^T i\,(t)\,f_k(t)\,\mathrm{d}t,$$

sînt coeficienţii Fourier ai dezvoltărilor în serie ai funcţiilor u şi i, în raport cu sistemul $\{f_k\}$.

Valorile efective ale acestor mărimi sînt, atunci,

$$U = \frac{1}{T}\int_0^T u^2\,\mathrm{d}t = \sum_0^\infty U_k^2 \approx \sum_0^\infty U_k^2,$$

$$I = \frac{1}{T}\int_0^T i^2\,(t)\,\mathrm{d}t = \sum_0^\infty I_k^2 \approx \sum_0^N I_k^2.$$

Mărimile energetice se definesc în modul următor:
puterea activă este media puterii instantanee,

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,i(t)\,\mathrm{d}t = \sum_0^\infty U_k I_k \approx \sum_0^N U_k I_k, \tag{1}$$

puterea aparentă este valoarea maximă atinsă de puterea activă, dacă tensiunea şi curentul sînt presupuse a-şi menţine valori efective constante

$$S = \max_{U,\,I=\mathrm{ct.}} P = \max_{U,\,I=\mathrm{ct.}}\left(\sum_0^\infty U_k I_k\right), \tag{2}$$

puterea complementară este

$$P_c = \sqrt{S^2 - P^2}, \tag{3}$$

iar *factorul putere* este

$$k = \frac{P}{S}, \quad k \leqslant 1. \tag{4}$$

Teorema 1 (de echivalenţă a definirii puterii aparente): Puterea aparentă definită prin (2) poate fi definită echivalent prin

$$S = UI = \sqrt{\sum_0^\infty U_k^2}\,\sqrt{\sum_0^\infty I_k^2}\,. \tag{5}$$

Pentru demonstraţie, în spaţiul $L_2\,(0, T)$ se introduce produsul scalar

$$(h, g) = \frac{1}{T}\int_0^T h(t)\,g(t)\,\mathrm{d}t, \tag{6}$$

al funcţiilor $h, g \in L_2(0, T)$ şi norma indusă

$$\| h \| = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T h^2(t)\, dt}. \tag{7}$$

Pentru a evita dificultăţile legate de unităţile de măsură, vom considera tensiunea echivalentă, corespunzătoare unei rezistenţe unitare r_u,

$$v(t) = r_u\, i(t),$$

a cărei dezvoltare în serie Fourier are, evident, coeficienţii

$$V_k = r_u\, I_k, \quad k = 0, 1, 2, \ldots \tag{*}$$

Puterea activă este

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\, i(t)\, dt = \frac{1}{Tr_u}\int_0^T u(t)\, v(t)\, dt = \frac{1}{r_u}(u, v),$$

şi, folosind inegalitatea Cauchy — S chwartz,

$$(h, g) \leqslant \| h \| \cdot \| g \|,$$

se obţine

$$P = \frac{1}{r_u}(u, v) \leqslant \frac{1}{r_u}\| u \| \cdot \| v \|.$$

Condiţia ca valoarea efectivă a curentului să fie constantă poate fi scrisă, ţinînd seama de (*), sub forma

$$\sum_0^\infty V_k^2 = r_u^2 \sum_0^\infty I_k^2 = \text{const.},$$

deci

$$P \leqslant \frac{1}{r_u}\sqrt{\sum_0^\infty U_k^2}\sqrt{r_u^2 \sum_0^\infty I_k^2} = \sqrt{\sum_0^\infty U_k^2}\sqrt{\sum_0^\infty I_k^2},$$

ceea ce înseamnă că

$$\max_{U, I = \text{ct.}} P = UI = S.$$

Teorema 2 (de compensare a factorului de putere): În condiţiile definiţiei (2) (la valori efective constante ale tensiunii şi curentului) este atins de factorul de putere optim, $k = 1$, atunci cînd valorile instantanee ale tensiunii şi curentului sînt proporţionale,

$$i(t) = \frac{1}{R}\, u(t), \tag{8}$$

unde mărimea R este definită ca

$$R = \frac{\sqrt{\sum_0^\infty U_k^2}}{\sqrt{\sum_0^\infty I_k^2}} = \frac{U}{I}. \tag{9}$$

Demonstrație : Conform definiției (4), factorul de putere unitar este atins cînd $P = S$. Presupunînd tensiunea u dată (ceea ce nu micșorează generalitatea raționamentelor), demonstrarea teoremei este echivalentă cu a demonstra că egalitatea $P = S$ este atinsă cînd toate componentele dezvoltării în serie Fourier ale curentului sînt proporționale cu componentele corespunzătoare ale tensiunii,

$$I_{0k} = \frac{U_k}{R}, \tag{**}$$

în care caz,

$$\max_{U,I=\text{ct.}} P = \max_{U,I=\text{ct.}} \left(\sum_0^\infty U_k I_k \right) = \sum_0^\infty U_k I_{0k}.$$

Conform definiției (2), maximizarea puterii active se efectuează în condițiile menținerii unei valori efective constante a curentului și a tensiunii, ceea ce înseamnă că, ținînd seama și de relația (**), se poate scrie

$$\sum_0^\infty I_k^2 = \sum_0^\infty I_{0k}^2 = \frac{1}{R^2} \sum_0^\infty U_k^2 = \text{const.}$$

Folosind relațiile (5) și (9), se poate scrie

$$\max_{U,I=\text{ct.}} P = S = \sqrt{\sum_0^\infty U_k^2} \sqrt{\sum_0^\infty I_k^2} = \frac{\sqrt{\sum_0^\infty I_k^2}}{\sqrt{\sum_0^\infty U_k^2}} \left(\sum_0^\infty U_k^2 \right) =$$

$$= \frac{1}{R} \sum_0^\infty U_k^2 = \sum_0^\infty U_k I_{0k},$$

ceea ce demonstrează teorema.

Remarca 1 : Pentru îmbunătățirea factorului de putere este propusă schema din fig. 1. Conform acestei scheme, analiza curentului absorbit de receptor, $i\,(t)$, și compararea lui cu $i_0\,(t) = u\,(t)/R$ (rezultat din analiza tensiunii și aplicarea relației (9)) permite deducerea curentului de compensare $i_c\,(t)$ și comanda corespunzătoare a unui element controlat

care să absoarbă acest curent, astfel încît curentul total, $i_t\ (t) = i\ (t) + i_c\ (t)$, să fie cît mai apropiat de $i_0\ (t)$. Se acționează numai asupra formei curentului deoarece, ca în majoritatea cazurilor reale, tensiunea $u\ (t)$ poate fi considerată practic sinusoidală (fiind neglijate căderile de tensiune pe linie). Ansamblul instalației prezintă atunci un factor de putere global îmbunătățit față de cel prezentat numai de receptor.

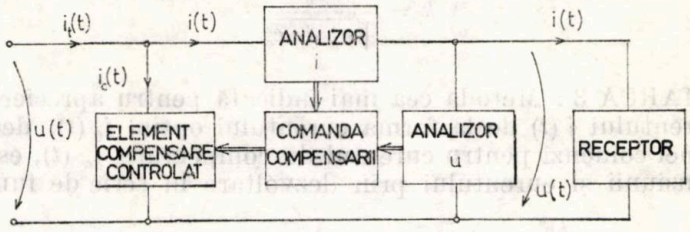


Fig. 1

Remarca 2 : *Compensarea factorului de putere* (obținerea unui factor de putere unitar) implică $i_c\ (t) = i_0\ (t) - i\ (t) = \dfrac{u\ (t)}{R} - i\ (t)$; uneori poate rezulta $i(t)u\ (t) < 0$, ceea ce înseamnă că, în anumite momente, elementul controlat trebuie să funcționeze ca generator de curent care să injecteze în rețeaua de alimentare curentul de compensare. Această situație, însă, ar presupune existența unei surse de energie separate, fie chiar și sub forma unor acumulări anterioare de energie.

Evitarea situației amintite ar presupune absorbirea de către elementul controlat a unui curent de compensare $i_c(t) = i_t(t) - i\ (t)$, astfel încît $i(t)u\ (t) > 0$; în acest caz se poate obține o *îmbunătățire a factorului de putere*. Evident că aici $i_t(t)$ nu mai poate fi confundat cu $i_0\ (t)$, avînd în vedere că absorbția curentului de compensare $i_c(t)$ se face și în funcție de anumite coincidențe de semn ale sale cu tensiunea $u\ (t)$. Puterea activă absorbită de ansamblul instalației crește, astfel încît criteriul de optimizare trebuie să devină minimizarea costurilor,

$$C = c_p P + c_c P_c, \tag{10}$$

unde c_p, c_c, sînt costurile specifice ale puterii active, respectiv complementare, [5].

În cazul funcționării la putere aparentă constantă, dată, deci a funcționării la valori efective constante, date, ale tensiunii și curentului, se pot evalua teoretic posibilitățile de ameliorare a factorului de putere prin

Teorema 3 : Îmbunătățirea factorului de putere în sensul minimizării costurilor,

$$\min\ (c_p P + c_c P_c) = \min\ (c_p P_c + c_c \sqrt{S^2 - P^2})$$

corespunde unei puteri active

$$P = \frac{c_p}{\sqrt{c_p^2 + c^2}} S;$$

costul minim este, atunci,

$$C_{\min} = \sqrt{c_p^2 + c_c^2}\, S,$$

iar factorul de putere obținut este

$$k = \frac{c_p}{\sqrt{c_p^2 + c_c^2}}.$$

REMARCA 3 : Metoda cea mai indicată pentru aprecierea abaterii formei curentului $i\,(t)$ de la forma curentului optim $i_0\,(t)$, deci de construire a unei comenzi pentru curentul de compensare $i_c\,(t)$, este dată de analiza tensiunii și curentului prin dezvoltare în serie de funcții Haar.

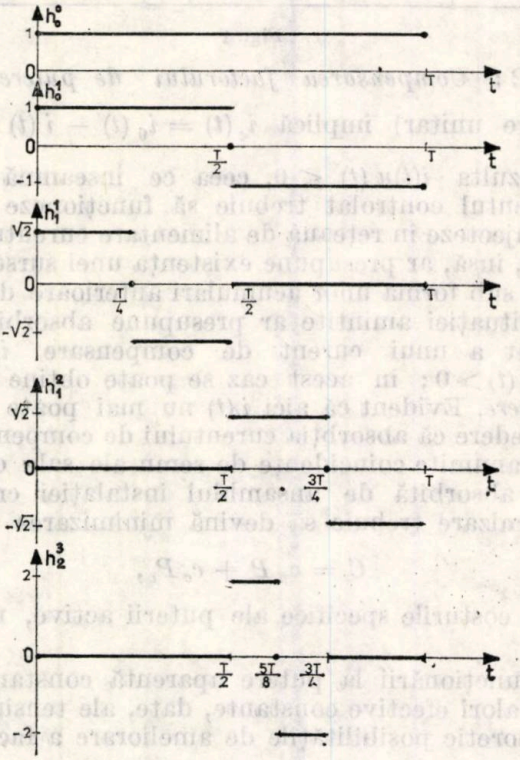


Fig. 2

Sistemul de funcții Haar este definit prin

$$h_0^0\,(t) = 1, \quad t \in [0, T],$$

$$h_0^1\,(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T/2[\\ 0, & t = T/2 \\ -1, & t \in\,]T/2, T] \end{cases}$$

$$h_i^j(t) = \begin{cases} 2^i,\ t \in \left](j-1)T/2^i,\ (2j-1)T/2^{i+1}\right[\\ -2^i,\ t \in \left](2j-1)T/2^{i+1},\ jT/2^i\right] \\ 0,\ t \in [0,\ T] \setminus [(j-1)T/2^i,\ jT/2] \\ \frac{1}{2}\left(h_i^j(t-0) + h_i^j(t+0)\right),\ \text{în rest;} \end{cases}$$

cîteva din aceste funcţii sînt prezentate în fig. 2.

Aceste funcţii formează un sistem ortonormat complet pe [0, T],

$$\frac{1}{T}\int_0^T h_i^j(t)\, h_n^m(t)\, \mathrm{d}t = \begin{cases} 1, \text{ pentru } i = n \text{ şi } j = m \\ 0, \text{ pentru } i \neq n \text{ sau } j \neq m. \end{cases}$$

În raport cu sistemul de funcţii Haar tensiunea şi curentul se dezvoltă în serii Fourier,

$$u(t) = U_0 + \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=1}^{2^i} U_i^j\, h_i^j(t),$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=1}^{2^i} I_i^j\, h_i^j(t),$$

unde

$$U_0 = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,\mathrm{d}t, \quad U_i^j = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\, h_i^j(t)\,\mathrm{d}t,$$

$$I_0 = \frac{1}{T}\int_0^T i(t)\mathrm{d}t, \quad I_i^j = \frac{1}{T}\int_0^T i(t)\, h_i^j(t)\,\mathrm{d}t$$

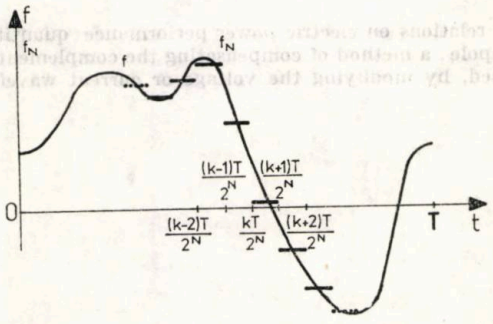


Fig. 3

Proprietatea fundamentală a dezvoltării în serie de funcţii Haar, care este folosită în aprecierea şi modificarea formei funcţiilor u sau i, este aceea că seria Haar a unei funcţii $f(t)$ oarecare, trunchiată la o valoare

$i = N$, reprezintă o funcție scară, construită pe intervale de forma $[kT/2^{N+1}, (k+1)T/2^{N+1}]$, $k = 0, 1, 2, \ldots, 2^{N+1} - 1$, având pe fiecare din aceste intervale valoarea

$$f_N(t) = \frac{2^{N+1}}{T} \int_{kT/2^{N+1}}^{(k+1)T/2^{N+1}} f(t)\mathrm{d}t, \quad t \in [kT/2^{N+1}, (k+1)T/2^{N+1}],$$

adică valoarea medie a funcției $f(t)$ date, pe acest interval (fig. 3). În plus, modificarea unui singur coeficient în dezvoltarea în serie de funcții Haar a unei funcții $f(t)$ permite obținerea unor modificări locale ale valorilor funcției.

În lucrări ulterioare vor fi prezentate detalii asupra schemei de compensare propuse, a algoritmilor de minimizare și/ sau de maximizare folosiți și asupra erorii introduse de folosirea unor dezvoltări în serie trunchiate.

BIBLIOGRAFIE

1. *I. S. Antoniu*, Bazele electrotehnicii , E.D.P. București, 1974.
2. *A. Haar*, Zur Theorie der orthogonalen Funktionensysteme, Math. Ann., 69 (1910), pp. 331–371.
3. *K. G. Beauchamp*, Walah Functions and Their Applications, Academic Press, London, New York, San Francisco, 1975.
4. *H. F. Harmuth*, Transmission of Information by Orthogonal Functions, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1972.
5. *Lidia Constantinescu, F. M. G. Tomescu*, Estimation and Optimization of the Electric Power Performance of an Electric System, Rev. Roum. Sci. Techn., Électrotechn.– Énerg. 25 (1980), no. 3, pp. 379–387.
6. *F. M. G. Tomescu, I. B. L. Tomescu*, Local Evaluations and Errors of Haar Series Expansions, Rev. Roum. Sci. Techn., Electrotechn. – Energ. 26 (1981), no. 1, pp. 64–72.

On Complementary Power Compensation in Electrical Systems under Periodical Non-Sinusoidal Conditions

General relations on electric power performance quantities are proved for an electrical dipole ; a method of compensating the complementary electric power is then proposed, by modifying the voltage or current waveforms.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z.: 621.313.226.9

SIMULAREA NUMERICĂ A REGIMURILOR TRANZITORII ALE MOTORULUI DE C.C. CU EXCITAȚIE SEPARATĂ

C. GHIȚĂ, M. TOMA, ADINA TOMA *

În lucrare se prezintă modelul matematic de simulare numerică a regimurilor tranzitorii ale motorului de c.c. cu excitație separată, considerînd influența saturației și a reacției indusului asupra caracteristicilor de funcționare ale motorului.

1. Modelul matematic pentru simulare

Analiza regimurilor tranzitorii și permanente ale motoarelor de c.c. cu considerarea neliniarităților sistemului de ecuații diferențiale, care descrie comportarea motorului, este posibilă prin metode numerice de calcul.

Rezolvarea sistemului de ecuații respectiv se va face aproximativ, folosind calculatoarele electronice. Aproximațiile se referă atît la modul de reprezentare a caracteristicilor neliniare ale motorului, cît și la metoda de rezolvare, numerică folosită.

Astfel în cazul motorului de c.c. cu excitație independentă, folosind notațiile uzuale, regimul tranzitoriu este descris de următorul sistem de ecuații diferențiale [1—3]:

$$\begin{cases} u_e = R_e i_e + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_e i_e) \\ u_A = R_A i_A + k_m \varphi \Omega + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_A i_A) \\ k_m \varphi i_A = F\Omega + m_s + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(J\Omega) \\ \varphi = \varphi(i_e, i_A) \end{cases} \tag{1}$$

Cu u și i s-au notat tensiunea, respectiv curentul, cu R, L — s-au notat rezistența, respectiv inductivitatea, cu J — momentul de inerție, cu Ω — viteza unghiulară, cu φ — fluxul magnetic fascicular și cu k_m

Manuscris predat redacției la data de 4 iunie 1980

* Șef lucrări, dr. ing. Catedra Mașini electrice; Ing.; Ing., Intrep. de Exploatare a lucrărilor de îmbunătățiri, funciare Giurgiu, Secția 30 Decembrie.

și F constanta de cuplu a mașinii, respectiv constanta forțelor de frecare. Indicele e se referă la mărimile caracterizînd circuitul de excitație și indicele A la cele care caracterizează circuitul indusului. Cu m_s s-a notat cuplul mecanic de la arborele motorului.

Rezolvarea regimurilor tranzitorii ale motorului de cc. se poate face folosind, pentru integrarea sistemului diferențial (1), metoda Runge-Kutta [4]. Utilizarea acestei metode este posibilă deoarece există subrutine de calcul specializate pentru aplicarea acesteia. Astfel, calculatorul IBM—360 are în biblioteca de programe subrutina RKGS, cu ajutorul căreia se integrează un sistem neliniar de ordinul întîi, adus la forma canonică. Pentru aceasta trebuiesc cunoscute ecuațiile sistemului, condițiile inițiale și trebuie precizate pasul de integrare, valoarea finală a timpului și eroarea de integrare a sistemului.

Sistemul (1) este neliniar deoarece, pe de o parte, caracteristicile $\varphi = \varphi(i_e, i_A)$ ale motorului sînt neliniare, iar pe de altă parte, în componența lui intervin produsele neliniare $\varphi\Omega$ și φi_A.

Inductivitatea L_A a circuitului rotoric se consideră constantă.

Caracteristicile de magnetizare ale mașinii $\varphi = \varphi(i_e, i_A)$ în sarcină, se dau sub forma unei familii de curbe și anume pentru anumite valori ale curentului de sarcină i_A se dau curbele $\varphi = f(i_e)$.

Fluxul magnetic total $L_e i_e$ al înfășurării de excitație poate fi descompus în două componente: un flux $L_{e\sigma} i_e$, de dispersie și un flux $w_e \varphi$, util, care pătrunde în rotor. Inductivitatea de dispersie $L_{e\sigma}$ a circuitului de excitație, se consideră constantă.

Cu aceste ipoteze, sistemul (1) se scrie, după efectuarea calculelor de derivare, sub următoarea formă echivalentă:

$$\begin{cases} \dfrac{di_e}{dt} = \dfrac{u_e - R_e i_e - \dfrac{w_e}{L_A} \cdot \dfrac{\partial \varphi}{\partial i_A}(u_A - R_A i_A - k_m \varphi \Omega)}{L_{e\tau} + w_e \dfrac{\partial \varphi}{\partial i_e}} \\ \dfrac{di_A}{dt} = \dfrac{u_A - R_A i_A - k_m \varphi \Omega}{L_A} \\ \dfrac{d\Omega}{dt} = \dfrac{1}{J}(k_m \varphi i_A - F\Omega - m_s) \end{cases} \tag{2}$$

Sistemul (2) se poate integra dacă se cunosc parametrii constructivi ai motorului, derivatele $\dfrac{\partial \varphi}{\partial i_e}$ și $\dfrac{\partial \varphi}{\partial i_A}$ în punctul de integrare (i_e^*, i_A^*) și condițiile inițiale, care sînt

$$i_A(0) = I_A; \qquad i_e(0) = I_e^\circ; \qquad \Omega(0) = \Omega^\circ \tag{3}$$

Regimurile tranzitorii ale motorului de curent continuu cu excitație separată se pot studia, integrînd sistemul (2).

2. Calculul derivatelor $\frac{\partial \varphi}{\partial i_e}$ și $\frac{\partial \varphi}{\partial i_A}$

Derivatele fluxului magnetic fascicular φ în raport cu curenții i_e și i_A se pot calcula cu ajutorul caracteristicilor de magnetizare ale mașinii prezentate în figura 1. Aceste caracteristici se determină după metodele prezentate în lucrările [1 — 2] știut fiind că la motorul de cc. saturat, datorită reacției transversale a indusului, fluxul magnetic, scade în sarcină, față de valoarea de mers în gol, cu atît mai mult, cu cît curentul i_A este mai mare.

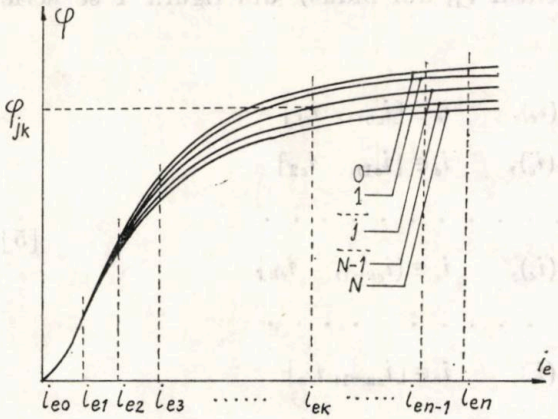


Fig. 1. — Caracteristici de magnetizare ale motorului pentru diferite valori ale curentului prin indus.

Pentru anumite valori ale curentului de sarcină $i_{A0} < i_{A1} < i_{A2} < \ldots < i_{Aj} \ldots < i_{AN}$ se determină caracteristicile de magnetizare ale mașinii $\varphi = f(i_e)$. Prima valoare i_{A0} a curentului prin indus este valoarea zero, iar ultima valoare i_{AN} a fost aleasă pînă la valoarea 10 I_n. Se obțin $N + 1$ caracteristici de magnetizare ale motorului, corespunzătoare celor $N + 1$ valori ale curentului prin indus.

Fiecare dintre caracteristicile 0, 1, 2, ... N din figura 1 se determină cunoscînd pentru fiecare, $n+1$ puncte, în total pentru toată familia de curbe fiind necesare $(N + 1)$ $(n + 1)$ puncte.

Aceste puncte se dau sub forma tabloului de mai jos

$$\begin{bmatrix} i_{e0} & i_{e1} & i_{e2} & i_{e3} \ldots i_{en} \\ \varphi_{00} & \varphi_{01} & \varphi_{02} & \varphi_{03} \ldots \varphi_{0n} \\ \varphi_{10} & \varphi_{11} & \varphi_{12} & \varphi_{13} \ldots \varphi_{1n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \varphi_{N0} & \varphi_{N1} & \varphi_{N2} & \varphi_{N3} \ldots \varphi_{Nn} \end{bmatrix} \tag{4}$$

În tabloul (4), în prima linie sînt trecute valorile curenților de excitație reprezentînd abscisele punctelor care definesc cele $N + 1$ caracteristici de magnetizare din figura 1.

În linia a doua a tabloului (4) se dau valorile fluxurilor magnetice, corespunzătoare curenților i_{e0}, i_{e1}, ..., i_{en}, valori care definesc cele $n + 1$ puncte ale primei caracteristici de magnetizare ridicată pentru curentul i_{A0}. Similar linia a treia din tabloul (4) reprezintă valorile fluxurilor magnetice, corespunzătoare curenților i_{e0}, i_{e1}, ... i_{en}, valori care definesc,

punctele caracteristicii de magnetizare, ridicată pentru curentul i_{A1}, și așa mai departe.

Reprezentarea analitică a fiecăreia din cele $N + 1$ caracteristici de magnetizare, se face pe baza datelor conținute în tabloul (4), folosind funcțiile spline [5—6].

De exemplu, funcția spline $\varphi^j(i_e)$, care reprezintă analitic caracteristica j (ridicată pentru curentul i_{Aj} din indus) din figura 1 se scrie sub forma următoare:

$$\varphi^j(i_e) = \begin{cases} f_{j1}(i_e), & i_e \in [i_{e0}, \quad i_{e1}] \\ f_{j2}(i_e), & i_e \in [i_{e1}, \quad i_{e2}] \\ \cdots\cdots\cdots\cdots \\ f_{jk}(i_e), & i_e \in (i_{ek-1}, \quad i_{ek}] \\ \cdots\cdots\cdots\cdots \\ f_{jn}(i_e), & i_e \in [i_{en-1}, i_{en}] \end{cases} \qquad [5]$$

Pe intervalul de definiție $[i_{e0}, i_{en}]$, funcția $\varphi^j(i_e)$ este continuă împreună cu primele două derivate ale sale. Pe subintervalul $[i_{ek-1}, i_{ek}]$, $f_{jk}(i_e)$, este o cubică și are expresia:

$$f_{jk}(i_e) = \frac{1}{6\delta_k}[A_{jk-1}(i_{ek} i_e)^3 + A_{jk}(i_e - i_{ek-1})^3 + \\ + (i_{ek} - i_e)(6\varphi_{jk-1} - A_{jk-1}\delta_k^2) + (i_e - i_{ek-1})(6\varphi_{jk} - A_{jk}\,\delta_k^2)] \qquad (6)$$

în care $A_0, A_1, A_2, \ldots A_n$ sînt $n + 1$ constante care se determină, după algoritmul prezentat în lucrările [5—6], iar $\delta_k = i_{ek} - i_{ek-1}$.

Relațiile (5), de definiție a splinului $\varphi^j(i_e)$ se pot exprima, pentru simplitatea scrierii, mai compact, sub următoarea formă echivalentă.

$$\varphi^j(i_e) = \sum_{k=1}^{n} [f_{jk}(i_e) \cdot 1(i_{ek} - i_e) \cdot \prod_{m=1}^{k} 1(i_e - i_{em-1})] = \sum_{k=1}^{n} f_{jk}(i_e)\psi_k(i_e) \qquad (7)$$

în care funcția treaptă unitate 1 (x — a) se definește astfel

$$1(x - a) = \begin{cases} 0, & x \leqslant a \\ 1, & x > a \end{cases} \qquad (8)$$

iar funcția $\Psi_k(i_e)$ egală cu produsul a $k + 1$ funcții treaptă unitate, realizează selecția funcției $f_{jk}(i_e)$, cînd variabila i_e aparține intervalului $[i_{ek-1}, i_{ek}]$

După cum se vede din figura 1, nu rezultă o anumită caracteristică pentru orice curent prin indus i_A, ci numai pentru curenți apriori aleși

$i_{A0}, i_{A1}, \ldots, i_{AN}$. Dacă numărul N este suficient de mare ($N \geqslant 10$) atunci pentru o valoare oarecare a curentului i_A care aparţine, de exemplu, intervalului (i_{Aj}, i_{Aj+1}), se poate considera cu aproximaţie valoarea cea mai apropiată, fie i_{Aj}, fie i_{Aj+1}; ($i_A^* = i_{Aj}$ sau $i_A^* = i_{Aj+1}$).

Presupnnem că avem de determinat derivatele $\frac{\partial \varphi}{\partial i_e}$ şi $\frac{\partial \varphi}{\partial i_A}$ în punctul caracterizat de valorile $i_e^* \in (i_{e0}, i_{en})$ şi $i_A^* = i_{Aj}$. Derivata $\frac{\partial \varphi}{\partial i_e}$ în punctul (i_e^*, i_A^*) se obţine prin derivarea expresiei $\varphi^j(i_e)$, cu relaţia:

$$\left.\frac{\partial \varphi}{\partial i_e}\right|_{i_e^*,\, i_A^* = i_{AN}} = \sum_{k=1}^{n} \frac{\partial f_{jk}}{\partial i_e} \cdot \psi_k(i_e)\Big|_{i_e^*} \tag{9}$$

Derivata $\frac{\partial \varphi}{\partial i_A}$ se calculează aproximativ printr-o metodă numerică prezentată în lucrarea [7], folosind următoarea relaţie

$$\left.\frac{\partial \varphi}{\partial i_A}\right|_{i_e^*,\, i_A^* = i_{Aj}} = \frac{\varphi^{j+1}(i_e^*) - \varphi^{j-1}(i_e^*)}{i_{Aj+1} - i_{Aj-1}} \tag{10}$$

Relaţia (10) este valabilă pentru $j = 1, 2, \ldots, N-1$. Pentru cazul cînd $j = 0$, adică $i_A^* = i_{A0}$, derivata $\frac{\partial \varphi}{\partial i_A}$ este dată de relaţia

$$\left.\frac{\partial \varphi}{\partial i_A}\right|_{i_e^*,\, i_A^* = i_{A0}} = \frac{-3\varphi^0(i_e^*) + 4\varphi^1(i_e^*) - \varphi^2(i_e^*)}{2(i_{A1} - i_{A0})} \tag{11}$$

iar pentru cazul $j = N$, adică $i_A^* = i_{AN}$, expresia derivatei respective este:

$$\left.\frac{\partial \varphi}{\partial i_A}\right|_{i_e^*,\, i_A^* = i_{AN}} = \frac{\varphi^{N-2}(i_e^*) - 4\varphi^{N-1}(i_e^*) + 3\varphi^N(i_e^*)}{2(i_{AN} - i_{AN-1})} \tag{12}$$

Relaţiile (10)—(12) sînt aplicabile practic numai cînd N este suficient de mare. În lucrarea [7] sînt indicate şi alte formule de derivare numerică mai precise, care pot fi folosite pentru calculul derivatei $\frac{\partial \varphi}{\partial i_A}$.

Sistemul de ecuaţii diferenţiale (2), cu condiţiile iniţiale (3) se poate integra folosind subrutina RKGS. La primul pas de integrare, pentru calculul derivatelor $\frac{\partial \varphi}{\partial i_e}$ şi $\frac{\partial \varphi}{\partial i_A}$, trebuie considerat deci, $i_e^* = 0$ şi $i_A^* = 0$. Calculul fluxului magnetic φ se face în punctul (i_e^*, i_A^*) folosind tabloul (4).

3. Aplicații numerice

Se consideră un motor de c.c. caracterizat de următoarele mărimi caracteristice: $R_A = 0{,}35\ \Omega$; $L_A = 0{,}00574$ H; $R_e = 90\ \Omega$, $L_{e\sigma} = 0{,}82$H; $w_e = 1008$ spire, $k_m = 188$ Nm/WbA; $F = 0{,}01135$ kgm²/s; $J = 0{,}08$ Kgm². Caracteristicile de magnetizare ale motorului sînt definite de tabloul (4), care în cazul motorului considerat are pentru indicii n și N valorile: $n = 12$ și $N = 12$ (de exemplu $i_{en} = 1{,}5$ A; $\varphi_{0n} = 3{,}536$ mWb $\varphi_{Nn} = 3{,}313$ mWb).

Pentru calcule s-au ales valorile $u_A = u_e = 110$ V și $m_s = 17$ Nm. Condițiile inițiale au fost (s-a studiat pornirea motorului): $I_A^\circ = \Omega^\circ = 0$ și $I_e^\circ = 1{,}222$ A (valoarea nominală). Pasul inițial de integrare folosit a fost $\Delta t = 0{,}01$ s. Eroarea impusă, de calculul numeric, pentru mărimile i_e, i_A și Ω a fost $\varepsilon = 0{,}01$, care raportată la valorile lor nominale reprezintă 0,81% pentru curentul de excitație, 0,0059% pentru viteza unghiulară și 0,033% pentru curentul prin indus.

Organigrama de calcul a soluției sistemului (2) este arătată în figura 2. Utilizînd modul de calcul descris în această organigramă s-au calculat

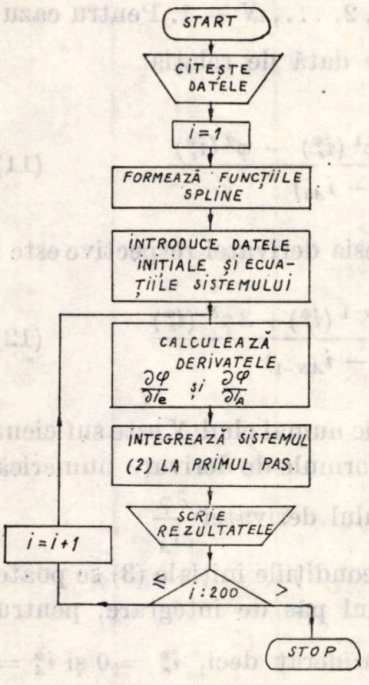


Fig. 2. Organigramă pentru integrarea sistemului (2).

valorile mărimilor i_e, i_A și Ω în momentele de timp Δt, $2\Delta t$, ..., $200\ \Delta t$, pentru tensiuni nominale și cuplul nominal.

În tabelul 1 sînt prezentate aceste valori, pentru cîteva momente de timp. Pentru comparaţie, se prezintă aceleaşi valori, obţinute integrînd sistemul (2), însă considerînd caracteristica de magnetizare a motorului, o dreaptă; odată dreapta corespunzătoare porţiunii liniare a caracteristicii de magnetizare şi a doua oară, dreapta care trece prin punctul nominal de funcţionare ($i_e = 1,222$A, $\varphi = 3,273$mWb).

Tabelul 1

Δt	Caracteristică de magnetizare neliniară			Caracteristică de magnetizare liniară, identică cu porţiunea liniară a caracteristicii neliniare.			Caracteristică de magnetizare liniară; dreapta care trece prin punctul nominal de funcţionare ($i_e = 1,222$A; $\varphi = 3,273$ mWb)		
[s]	Ω [rad/s]	i_e [A]	i_A [A]	Ω [rad/s]	i_e [A]	i_A [A]	Ω [rad/s]	i_e [A]	i_A [A]
0,01	0,530	1,294	188,5	0,021	1,231	188,5	0,031	1,287	143,57
0,02	7,160	1,231	262,4	2,240	1,322	221,3	1,311	1,230	221,5
0,05	49,39	1,192	264,4	40,41	1,30	268,9	30,92	1,199	281,4
0,10	114,3	1,212	148,2	114,8	1,221	101,2	98,10	1,217	198,2
0,20	153,8	1,221	49,10	108,0	1,222	5,120	152,9	1,222	54,89
0,30	158,8	1,222	35,42	102,8	1,222	18,27	159,0	1,222	35,06
0,40	159,5	1,222	33,73	102,3	1,222	18,84	159,4	1,222	33,53
0,50	159,6	1,222	33,52	101,9	1,222	19,00	159,4	1,222	33,44
0,60	159,6	1,222	33,49	101,9	1,222	19,03	159,4	1,222	33,44
0,70	159,6	1,222	33,49	101,9	1,222	19,04	159,4	1,222	33,44

Rezultatele mai apropiate de realitate sînt acelea obţinute luînd în seamă saturaţia caracteristicii de magnetizare a motorului şi reacţia indusului, utilizînd tabloul (4) de definiţie a caracteristicii de magnetizare.

Concluzii

În lucrare se prezintă o metodă de calcul numeric a regimurilor tranzitorii electromecanice ale motoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă. Se analizează în lucrare, influenţa saturaţiei circuitului feromagnetic al motorului şi influenţa reacţiei indusului asupra variaţiei în timp a mărimilor i_e, i_A şi Ω.

Sistemul de ecuații diferențiale (2) s-a integrat și în ipoteza unei caracteristici de magnetizare liniare, spre a se putea constata ce diferențe se obțin.

BIBLIOGRAFIE

1. *Bălă, C. V.*, Mașini electrice, Ed. did. și ped. București, 1979
2. *Gheorghiu, I. S., Fransua, A l.*, Tratat de mașini electrice vol. I Ed. Academiei, București, 1968.
3. *Galan, N., Ghiță, C., Cistelecan, M.*, Mașini electrice, Ed. did. și ped., București, 1981.
4. *Salvadori, M. G., Baron, M. L.*, Metode numerice în tehnică, Ed. tehn. București, 1973.
5. *Ahlberg, J. H., Nilson, E. A., Walsh, J. L.*, Teoria splainov i ee prilojenia, Moscova, 1972.
6. *Ghiță, C.*, Folosirea funcțiilor spline la rezolvarea problemelor neliniare, E.E.A. Electrotehnica, Nr. 2, 1977.
7. *Demidovici, B. P. Maron, I. A.*, Osnovi vîcislitelnoi matematiki, fizmagnetiz, Moscova, 1963.

Numerical Simulation of the Transient Regimes of D.C. Motor, with Independent Excitation

This paper presents a method of analysing the transient electromechanical regimes of d.c. motor with independent excitation.

It is taken into account the nonlinearity of the machine magnetizing characteristic, approximating it with a spline functions.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z. : 621.392.5:519.283

MODEL MATEMATIC AL CUADRIPOLILOR NELINIARI LA MICI VARIAȚII

MIRUNA NIȚESCU*

Se prezintă modelul matematic al unui cuadripol neliniar funcționînd în regim periodic de perioada T, la variații mici ale mărimilor de excitație în jurul valorilor de regim permanent. Acest model, denumit model variațional ,permite determinarea răspunsului și a puterilor transmise de cuadripol în condițiile menționate.

În lucrare se elaborează modelul matematic al unui cuadripol neliniar funcționînd în regim periodic de perioada T, la variații mici ale mărimilor de excitație în jurul valorilor de regim permanent. Acest model, denumit model variațional, permite determinarea răspunsului cuadripolului în condițiile menționate.

Modelul matematic al unei rețele neliniare este reprezentat de sistemul format de următoarele trei tipuri de ecuații vectoriale [1]:

(a) ecuația vectorială de structură, care exprimă relațiile dintre variabilele terminale ale elementelor de circuit date:

$$x = \hat{h}(z) + e \tag{I}$$

(b) ecuația vectorială de interconexiune, care exprimă relațiile algebrice liniar independente dintre vectorii terminali determinate de modul de interconexiune ale acceselor lor:

$$z = Ax + y \tag{2}$$

(c) ecuația vectorială de evoluție, care descrie evoluția în timp a mărimilor care definesc succesiunea ordonată a stărilor rețelei:

$$\dot{y} = Nx \leftrightarrow y(t) = y(0) + N\int_0^t x(\lambda)\,\mathrm{d}\lambda \tag{3}$$

Manuscris predat redacției la data 16 decembrie 1980
* Asist. ing. Catedra Electrotehnică

La scrierea sistemului de ecuații vectoriale (1, 2, 3) s-au utilizat următoarele notații:

$$x = [x_C,\ x_L,\ x_R], \qquad \text{este vectorul răspuns;}$$

$$e = [e_C,\ e_L,\ e_R]', \qquad \text{este vectorul excitație;}$$

$$y = [y_C,\ y_L,\ y_R]', \quad \text{este vectorul de stare;} \tag{4}$$

$$z = [z_C,\ z_L,\ z_R]', \quad \text{este vectorul de interconexiune;}$$

$$\hat{h}(\tau) = [\hat{h}_C(\tau),\ \hat{h}_L(\tau),\ \hat{h}_R(\tau)]', \quad \text{pentru } \forall \tau \in (\tau_C,\ \tau_L,\ \tau_R);$$

unde accentul indică operația de transpunere, iar

$$A \overset{\text{def}}{=\!=} \begin{bmatrix} A_C & 0 & 0 \\ 0 & A_L & 0 \\ B_R & D_R & 0 \end{bmatrix}; \qquad N \overset{\text{def}}{=\!=} \begin{bmatrix} 0 & G & -B'_R \\ -G' & 0 & -D'_R \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

au semnificațiile submatricelor A, B, G, D, din [1].

Vectorii de stare aleși sînt de forma:

$$y_C = \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}; \quad q = q_s - F'_{Cs} q_C; \quad q \in C^2([0,\ T],\ \mathbb{R}^n)$$

$$y_L = \begin{bmatrix} \varphi \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \varphi = \varphi_\Upsilon + F_{\Upsilon e} \varphi_e; \quad \varphi \in C^2([0,\ T],\ \mathbb{R}^n)$$

cu coeficienți $[F] = -I,\ 0,\ I$ funcție de structura rețelei.

Se consideră cuadripolul din fig. 1 în care se notează:

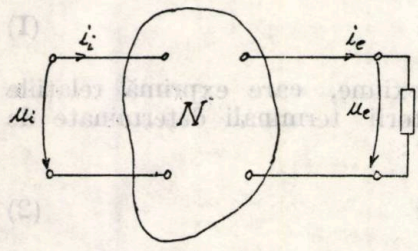


Fig. 1

u_i — tensiunea aplicată porții de intrare,

$x_e = [i_i,\ u_e,\ i_e]$ — vectorul răspuns al cuadripolului.

Mărimile vectoriale definite de relațiile (4) devin:

$e = [u_i,\ 0,\ 0]$, — vectorul de excitație,

$x = x_e$, — vectorul răspuns,

și sistemul de ecuații ale cuadripolului neliniar (1, 2, 3) este:

$$\begin{cases} x = \hat{h}(z) + e \\ z = Ax + y \\ \dot{y} = Nx \leftrightarrow y(t) = y(0) = N \int_c^t x(\lambda)\ \mathrm{d}\lambda \end{cases}$$

Se consideră cuadripolul neliniar funcționînd în regim periodic de perioadă T impusă de vectorul de excitație u_i, fiind satisfăcute condițiile de existență a unui astfel de regim periodic. Se notează cu (x_p, y_p, z_p) soluția cunoscută de regim T-periodic.

Dacă amplitudinea tensiunii de excitație periodice u_i admite o variație δu_i mică în raport cu $\max_{0 \leq t \leq T} \cdot u_i(t)$ se obține sistemul de ecuații variaționale ale cuadripolului neliniar (6),

$$\begin{cases} \delta x = \hat{h}'(z_p)\delta z + \theta(z_p, \delta z_p) + \delta e \\ \delta z = A\delta x + \delta y \\ \delta \dot{y} = N\delta x \end{cases} \tag{5}$$

în care

$$\theta(z_p, \delta z_p) = \int_0^1 (1 - \lambda)\hat{h}''(z_p + \lambda\delta z)(\delta z, \delta z)\, d\lambda$$

este restul dezvoltării Taylor în $\mathbb{R}^n$ pentru $\hat{h}(z_p, \delta z_p)$, (derivatele fiind în sens Fréchet [4]), iar $\hat{h}''(\tau) : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^n$ este forma biliniară pt. $\forall \tau \in \mathbb{R}^n$.

Neglijînd restul $\theta(z_p, \delta z_p)$ se obțin ecuațiile variaționale liniarizate ale cuadripolului neliniar comandate de soluția de regim permanent, numită, „soluție generatoare", (x_p, y_p, z_p).

$$\begin{cases} \bar{x} = \hat{h}'(z_p)\bar{z} + \bar{e}\,; \\ \bar{z} = A\bar{x} + \bar{y}\,; \\ \dot{\bar{y}} = N\bar{x}\,; \qquad \bar{y}(0) = 0 \leftrightarrow \bar{y}(t) = N\int_0^t \bar{x}(\lambda)\, d\lambda \end{cases} \tag{6}$$

Sistemul de ecuații (6) reprezintă ecuațiile variaționale liniarizate ($\delta x \to \bar{x}$, $\delta y \to ,\bar{y}$ $\delta z \to \bar{z}$) ale cuadripolului neliniar la variații ale amplitudinii excitației T-periodice, u_i mici față de $\max_{t \in (0,T)} \cdot u_i(t)$.

În continuare se rezolvă sistemul de ecuații (6) pentru determinarea vectorului răspuns, după cum urmează :

$$\bar{x} = \hat{h}'(z_p)A\bar{x} + \hat{h}'(z_p)\bar{y} + \bar{e}\,;$$

$$\dot{\bar{y}} = N\bar{x} \qquad \bar{y}(0) = 0\,;$$

$$(I - \hat{h}'(z_p)A)\bar{x} = \hat{h}'(z_p)\bar{y} + \bar{e}$$

Dacă se notează matricea $W = (I - \hat{h}'(z_p)A)$, rezultă

$$\bar{x} = W^{-1}\hat{h}'(z_p)\bar{y} + W^{-1}\bar{e} \qquad \text{și} \tag{7}$$

$$\dot{\bar{y}} = NW^{-1}\hat{h}'(z_p)\bar{y} + NW^{-1}\bar{e} \qquad \bar{y}(0) = 0\,; \tag{8}$$

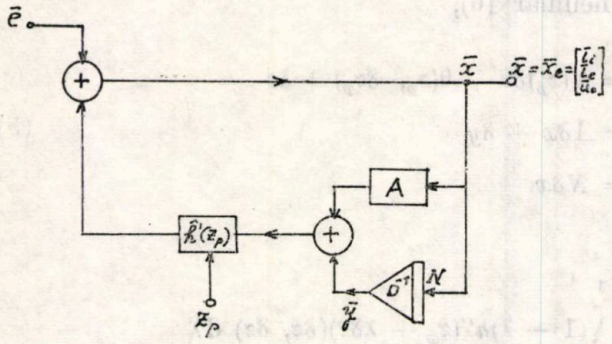


Fig. 2

După rezolvarea ecuației (8) și determinarea vectorului de stare $\bar{y}$, se deduce din ecuația (7) vectorul răspuns $\bar{x}$.

Modelul matematic astfel obținut prin sistemul de ecuații variaționale are drept corespondent următoarea schemă funcțională a cuadripolului neliniar, (fig. 2), unde D este operatorul de derivare, $\left(D \overset{\text{def}}{=} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\right)$, și D^{-1} este operatorul de integrare $(D^{-1} \overset{\text{def}}{=} (\cdot)\mathrm{d}t)$

În concluzie s-a obținut un model liniar de stare al cuadripolului neliniar, cu parametrii variabili în timp, de formă cunoscută, comandați de soluția generatoare z_p.

Erorile care se comit asupra vectorului de răspuns x, de interconexiune z, și de stare y, se comit asupra vectorului de răspuns x, de interconexiune z, și de stare y, prin neglijarea restului dezvoltării Taylor în jurul soluției z_p de regim T-periodic se determină explicit cu ajutorul lui $||\delta z||$ [1]. Modelul stabilit permite studierea transferului semnalelor puterilor prin cuadripolul neliniar, produse de variații mici ale vectorului de excitație în jurul sloutiei de regim permanent.

BIBLIOGRAFIE

1. *Leon M. A.*, Contribuții la analiza comportării la transfer a circuitelor electrice cu parametrii variabili în timp, teza de doctorat, I.P.B. 1978.
2. *Sora C.*, Le cuadripole électrique. Ed. Masson, Paris, 1969.
3. *Savin Gh., Rossman H.*, Circuite electrice neliniare și parametrice, Ed. tehnică, 1973.
4. *Halanay A.*, Differential equations, Academic Press, N.Y., 1966.

Variation Model of Nonlinear Two-Port

A mathematical model that describe a nonlinear two-port under T-periodic condition is presented, when the excitation assume little variations around the value corresponding to the permanent regime. This variational model allows the computation of the response quantities and the transfered powers under the previous conditions.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

ELECTRONICĂ

C.Z. : 621.396
512.99

RELAȚII DE RECIPROCITATE ȘI DE CONSERVARE PENTRU O CLASĂ DE ECUAȚII CE INTERVIN ÎN FIZICA MATEMATICĂ

EDMOND NICOLAU *

Scopul prezentei lucrări este să prezinte o metodă generală de stabilire de relații de reciprocitate și de conservare pentru o clasă de ecuații operatoriale ce intervin în fizica matematică. Se dă un exemplu din fizica plasmei.

1. În unele probleme de fizică matematică intervin sisteme de ecuații cu derivate parțiale de tipul

$$Au = aDv \qquad Bv = bDu + f \tag{1}$$

unde $D = \partial/\partial t$, A și B sînt operatori relativi la coordonatele spațiale, iar f este o funcție dată; a și b sînt, în cazul cel mai simplu, constante reale iar u și v funcții de **r** și t.

Astfel de sisteme intervin în electromagnetism, în studiul micilor vibrații ale mediilor elastice, etc.

Așa după cum am arătat mai demult (Nicolau, 1952), este posibil ca pentru astfel de sisteme fizice să se stabilească relații de reciprocitate, care, pot fi transformate în relații de conservare. În general se pot stabili două astfel de relații, una referitoare la energia și alta la impulsul sistemului descris prin ecuațiile respective.

Scopul prezentului studiu este de a stabili forme generale pentru relațiile de reciprocitate asociate sistemului (1). Ca o aplicație se va studia, de asemenea, plasma în mișcare.

2. Considerăm că sursa cîmpului studiat este redată prin intermediul funcției f. Considerăm două distribuții de surse, f' și f'', cărora le corespund două distribuții de cîmp, fie ele u', u'' și v', v''. Ecuațiile respective se scriu

$$Au' = aADv' \qquad Bv' = bDu' + f' \tag{2}$$

$$Au'' = aDv'' \qquad Bv'' = bDu'' + f''.$$

Manuscris predat redacției la data de 3 iulie 1981
* Prof. dr. ing. Catedra Radiocomunicații

Se observă că înmulțind ecuația $A u' = a D v'$ cu u'', se obține relația $u'' A u' = a u'' D u'$. Un termen simetric se poate obține dintr-una din ecuațiile (2). Anume, prin înmulțire cu u' se obține $u' A u'' = a u' D v''$. În mod analog se poate proceda înmulțind cu v', respectiv v''. Grupînd termenii se pot stabili mai multe relații de reciprocitate

$$u'' A u' \pm u' A u'' = a u'' D v' \pm a u' D v'' \tag{3}$$

$$v'' B v' \pm v' B v'' = b v'' D u' \pm b v' D u'' + v'' f' \pm v' f'' \tag{4}$$

$$v'' A u' \pm u' B v'' = a v'' D v' \pm b u' D u'' \pm u' f'' \tag{5}$$

$$v' A u'' \pm u'' B v' = v' D v'' \pm b u'' D u' \pm u'' f'. \tag{6}$$

După natura operatorilor A și B, plecînd de la relațiile de reciprocitate (3) — (6), se pot stabili alte relații de reciprocitate în care se pun în evidență divergențe ale unor vectori — ceea ce conduce, ulterior, la relații de conservare, făcînd ca cele două distribuții notate „și" să coincidă. Precizăm că operația notată multiplicativ e de natură nespecificată încă.

3. Ca o aplicație a teoriei generale dezvoltate anterior, să considerăm plasmă ce se mișcă în direcția z. Ecuațiile lui Maxwell, în acest caz se scriu

$$\Delta \times \mathbf{E} = -\mu_0 \partial \mathbf{H}/\partial t \qquad \Delta \times \mathbf{H} = \varepsilon_0 \partial \mathbf{E}/\partial t + \mathbf{J}_c \tag{7}$$

unde $\mathbf{J}_c = \bar{\bar{\eta}} \cdot (\mathbf{E} + \mu_0 v_0 \times \mathbf{H}) + \rho_0 \mathbf{v}_0$, $\rho = \varepsilon_0 (\Delta \cdot \mathbf{E})$, $\gamma = (1 - \beta^2)^{-1/2}$ $\beta = v_0/c$; σ este conductivitatea mediului (plasmei) în repaus, iar $\bar{\bar{\eta}}$ este o matrice de tipul $\bar{\bar{\eta}} = M\sigma$, unde m — termenul generic din M este $m_{ij} = a_{ij}\,\delta_{ij}$, δ_{ij} fiind simbolul lui Kronecker ($i, j = 1, 2, 3$) cu $a_{11} = a_{22} = 1/a_{33} = \gamma$.

Utilizînd metoda expusă anterior, adaptată la mărimi vectoriale, cu o înmulțire scalară și ținînd seama de identitatea vectorială $\nabla (\mathbf{u} \times \mathbf{v}) = \mathbf{v} (\nabla \times \mathbf{u}) - \mathbf{u} (\nabla \times \mathbf{v})$ se ajunge la relația

$$\nabla \mathbf{S}_I = -\mathrm{D}(w_{mI} + w_{eI}) - p_I, \tag{8}$$

unde indicele I marchează interacțiunea cîmpurilor, iar $\mathbf{S}_I = \mathbf{E}' \times \mathbf{H}'' + \mathbf{E}'' \times \mathbf{H}'$, $w = \mu_0 \mathbf{H}'\mathbf{H}''$, $w_{eI} = \varepsilon_0 \mathbf{E}'\mathbf{E}''$, $p_I = \mathbf{E}'\mathbf{J}_c'' + \mathbf{E}'\mathbf{J}_c'$.

Dacă în (8) facem ca cele două distribuții să coincidă, deci dacă $\mathbf{E}' = \mathbf{E}''$ etc, și dacă cele două viteze de deplasare a plasmei coincid ($\mathbf{v}_0' = \mathbf{v}_0''$), se ajunge la o teoremă de conservare.

Teoremă 1 (Chawla, Unz): pentru plasma ce se mișcă în direcția z, teorema lui Poynting poate fi scrisă sub formă locală astfel

$$\mathfrak{L}(\mathbf{E}, \mathbf{H}) = -\nabla (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) - \mathrm{D}((\varepsilon_0 E^2 + \mu_0 H^2)/2) - \mathbf{E}\mathbf{J}_c = 0.$$

Teoremă 2 : pentru plasma ce se mișcă în direcția z cu viteza constantă v_0, și pentru cîmpurile $\mathbf{E} = \Sigma\mathbf{E}_i$, $\mathbf{H} = \Sigma\mathbf{H}_i$, se poate scrie relația

$$\mathfrak{L}(\Sigma\mathbf{E}_i, \Sigma\mathbf{H}_i) = \Sigma P(\mathbf{E}_i, \mathbf{H}_i).$$

BIBLIOGRAFIE

1. *B. R. Chawla, H. Unz*, Poynting vector in moving plasmas, Proc. IEEE (L), 55, 1741—1743, 1967.
2. *Edm. Nicolau*, Relații de reciprocitate și de conservare în electricitate, Buletinul științific, Secț. mat. fiz., IV, 739—749, 1952.
3. *Edm. Nicolau*, O proprietate a sistemelor diferențiale autoadjuncte, Buletin științific, Secț. mat. fiz. VI, 903—911, 1954.
4. *Edm. Nicolau*, Reciprocity and conservation theorems for fields with general time dependence, Bul. Inst. politehnic București, XL, 53—56, 1978.
5. *Edm. Nicolau*, Théorèmes généraux de réciprocité pour le champ électromagnétique, Rev. roumaine Sci. Techn. Electrotechn. et Energ. 20, 1, 13—16, Bucarest, 1975.
6. *D. Stanomir, A. Topală*, Conservation laws for hyperbolic sytems. An operator approach. Rev. Rouma. Sci. Techn.—Electrotechn. et Energ. 25, 2, 267—276, 1980.

Reciprocity and Conservation Relations for a Class of Equations Pertaining to Mathematical Physics

The aim of this paper is to present a general method allowed to establish reciprocity and conservation relations for some equations pertaining to the mathematical physics. An example is given for moving plasma.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z. 621.396.645
621.315

GRAFURI DE SEMNAL. CIRCUITE ELECTRICE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

D. STANOMIR*

În lucrare este prezentată o metodă de calcul a funcției de circuit pentru rețele electrice cu amplificatoare operaționale, folosind metoda grafurilor de semnal. Transformările de graf introduse permit calculul funcției de circuit pentru cazul în care amplificarea tinde către infinit.

Sînt prezentate două exemple de aplicare a metodei propuse.

1. Obiectul lucrării. Introducere.

Circuitele electrice active cu mai multe amplificatoare operaționale pot fi analizate prin diferite metode. În cazul în care amplificatorul este considerat ca avînd amplificare infinită metodele uzuale se pot aplica folosind unele artificii de calcul. În lucrare prezentăm o metodă de determinare a funcției de circuit a rețelelor cu amplificatoare operaționale, cu amplificare infinită, folosind tehnica grafurilor de semnal, [1], [2].

Vom utiliza grafurile de semnal avînd ca variabile tensiunile la noduri. Pentru precizare reamintim, [1], [2], construcția acestui graf semnal, pe scurt GS. Fie o subrețea pasivă, cu elemente de tip uniport (elemente R, L, C) avînd patru noduri (i), (j), (k) și (m), alimentată atît în curent cît și în tensiune la nodurile (i) și (j), așa cum se arată în figura 1a. Indicele inferior g semnifică sursele ideale. Subgraful de semnal asociat este dat în figura 1b, în care Y_{rr}, $r = i, k, m, j$, reprezintă admitanța proprie a nodului (r). Remarcăm faptul că la nodurile sursă sînt conectate numai arce divergente.

Amplificatorul operațional (cu amplificare finită constantă) are: impedanțele de intrare la cele două borne de comandă de valoare infinită, sursa de ieșire de tip generator de tensiune constantă comandată de tensiunea diferență $U_1 - U_2$, K fiind o mărime constantă și pozitivă. Situația este arătată în figura 1c. Subgraful de semnal asociat este dat

Manuscris predat redacției la data de 4 martie 1981
* Conf. dr. ing., Catedra Radiocomunicații

în figura 1d. Remarcăm faptul că în nodul 3 (borna de ieşire) sînt conectate numai două arce convergente (de transmitanţe K şi $-K$), restul arcelor posibil adiacente fiind în mod exclusiv divergente.

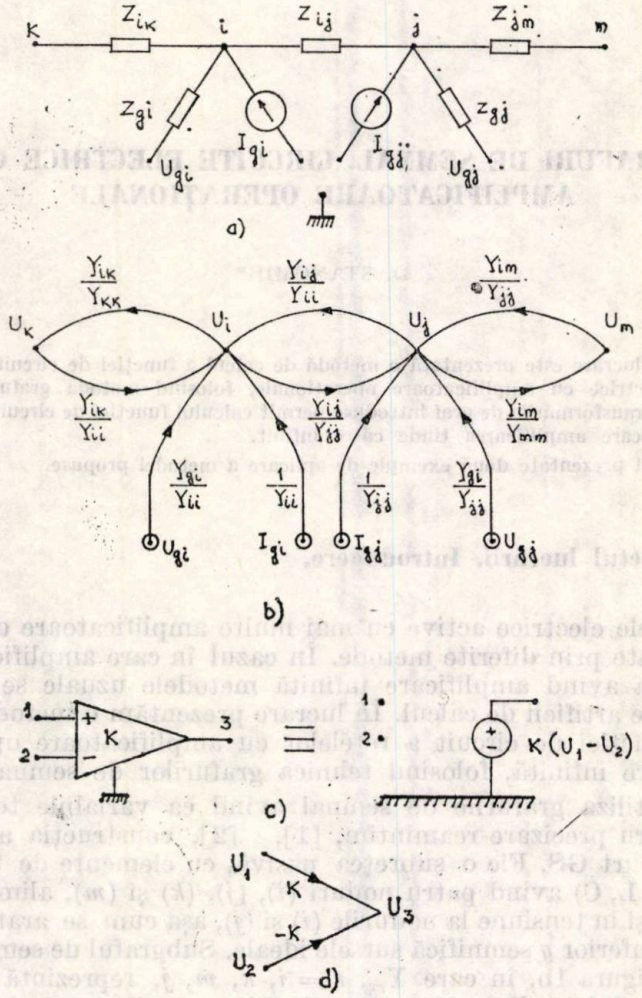


Fig. 1

2. Subgrafuri echivalente pentru cazul $K = \infty$.

Majoritatea filtrelor active cu amplificatoare operaţionale sînt în principiu constituite dintr-o subreţea pasivă (de tip R, C) şi unul sau mai multe amplificatoare operaţionale. Pe baza celor indicate sintetic în paragraful 1, se poate figura graful de semnal complet, iar soluţia căutată (funcţia de circuit) se poate obţine folosind regula lui Mason. Funcţia

de circuit se exprimă sub următoarea formă

$$T(s) = \frac{\sum_{r=1}^{n} A_r(s)\, K^r}{\sum_{r=9}^{m} B_r(s)\, K^r}. \tag{1}$$

în care $A_r(s)$ și $B_r(s)$ sînt fracții raționale (sau polinoame) în variabila operațională s. În schemele elaborate în mod adecvat $m = n$, iar A_m și B_m sînt neidentic nule, astfel că limita funcției T (s) există pentru $K \leftarrow \infty$, adică

$$\lim_{K\to\infty} T(s) = \frac{A_m(s)}{B_m(s)} = T_{id}(s), \tag{2}$$

care reprezintă funcția de circuit în cazul în care amplificarea K devine infinită. În acest caz amplificatorul operațional este desemnat prin simbolul infinit (afectat de semnul + sau minus după cum lucrează schema, cu sau fără inversare de polaritate). Pentru multe aplicații interesează tocmai forma (2). În cazul schemelor cu structură complexă (reacții multiple) soluția (2) este dificil de calculat atît prin procedee elementare cît și prin regula lui Mason cu trecerea la limită (este necesară distingerea buclelor și a drumurilor elementare după puterile lui K). În cele ce urmează vom stabili o nouă metodă de calcul a transmitanței globale (2) prin stabilirea de subgrafuri echivalente pentru $K \leftarrow \infty$.

În aplicații apar trei situații.

a) Amplificator operațional avînd borna neinversoare la masă și cu un uniport de reacție, de admitanță Y_0. Situația este arătată în figura 2a, iar subgraful de semnal asociat este dat în figura 2b.

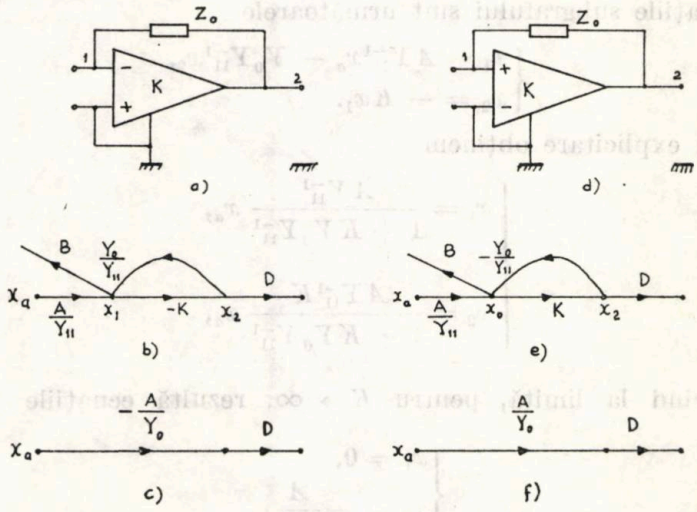


Fig 2

Ecuațiile subgrafului sînt următoarele

$$\begin{cases} x_1 = AY_{11}^{-1}x_a + Y_0Y_{11}^{-1}x_2, \\ x_2 = -Kx_1. \end{cases} \tag{3}$$

Prin explicitare obținem

$$\begin{cases} x_1 = \dfrac{AY_{11}^{-1}}{1 + KY_0Y_{11}^{-1}}\, x_a, \\ x_2 = \dfrac{-AY_{11}^{-1}}{l + KY_0Y_{11}^{-1}}\, x_a \end{cases} \tag{4}$$

Trecînd la limită, pentru $K \to \infty$, obținem

$$\begin{cases} x_1 = 0, \\ x_2 = -\dfrac{A}{Y_0}. \end{cases} \tag{5}$$

Ecuațiile (5) conduc la subgraful dat în figura 2c. Arcul de transmitanță B (adică toate arcele divergente din x_1) este îndepărtat deoarece valoarea variabilei din nod este nulă. Echivalența dată permite, prin operații succesive, simplificarea substanțială a schemelor cu amplificatoare operațională cu borna neinversoare la masă (în aceste scheme amplificarea este notată cu $-\infty$). Structura este stabilă deoarece prin ipoteză Y_0 este o admitanță de tip p.r. (pozitiv-reală).

b) Amplificator operațional cu borna inversoare la masă și cu uniport de reacție de admitanță $-Y_0$ (cu Y_0 de tip p.r.). Situația este arătată în figura 2d, iar subgraful asociat este dat în figura 2e.

Ecuațiile subgrafului sînt următoarele

$$\begin{cases} x_1 = AY_{11}^{-1}x_a - Y_0Y_{11}^{-1}x_2, \\ x_2 = -Kx_1. \end{cases} \tag{6}$$

Prin explicitare obținem

$$\begin{cases} x_1 = \dfrac{AY_{11}^{-1}}{1 + KY_0Y_{11}^{-1}}\, x_a, \\ x_2 = \dfrac{AY_{11}^{-1}K}{1 + KY_0Y_{11}^{-1}}\, x_a, \end{cases} \tag{7}$$

Trecînd la limită, pentru $K \to \infty$, rezultă ecuațiile

$$\begin{cases} x_1 = 0, \\ x_2 = -\dfrac{A}{Y_0}. \end{cases} \tag{8}$$

Ecuaţiile (8) conduc la subgraful echivalent dat în figura 2f. Reacţia prin uniportul de admitanţă $-Y_0$ este singura posibilă deoarece reacţia printr-un uniport de admitanţă Y_0 conduce la subreţea instabilă. În scheme situaţia analizată este arătată scriind că amplificarea este $+\infty$. Existenţa situaţiei analizate corespunde unei reacţii realizate prin două amplificatoare operaţionale, unul cu borna neinversoare la masă, celălalt cu borna inversoare la masă.

c) Amplificator operaţional cu toate punctele calde şi avînd reacţii locale prin uniporţi, de impedanţe Y_+ şi Y_-, amîndouă de tip p, r. Situaţia este arătată în figura 3s iar subgraful asociat este dat în figura 3b.

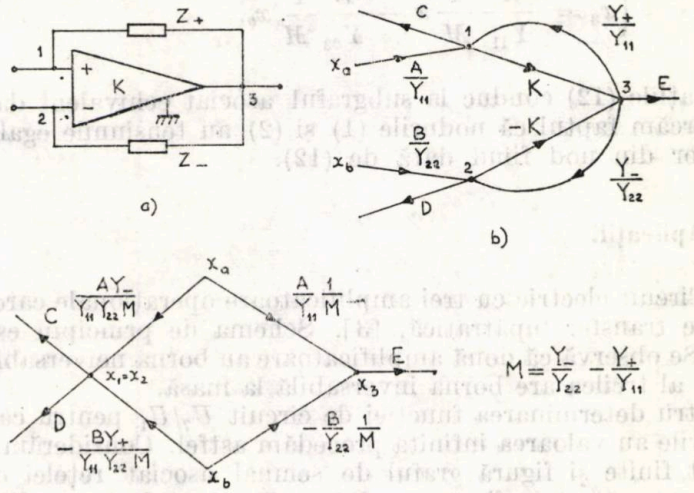


Fig. 3

Ecuaţiile subgrafului sînt următoarele

$$\begin{cases} x_1 = AY_{11}^{-1}x_a + Y_+Y_{11}x_3, \\ x_2 = BY_{22}^{-1}x_b + Y_-Y_{22}^{-1}x_3, \\ x_3\, K(x_1 - x_2). \end{cases} \tag{9}$$

Prin explicitare obţinem

$$\begin{cases} x_1 = Y_{11}^{-1}\cdot \dfrac{Ax_a + K(AY_-Y_{22}^{-1}x_a - BY_+Y_{22}^{-1}{}_{22}x_b)}{1 + K(Y_-Y_{22}^{-1} - Y_+Y_{11}^{-1})}, \\ x_2 = Y_{22}^{-1}\cdot \dfrac{Bx_b + K(AY_-Y_{22}^{-1}x_a - BY_+Y_{11}^{-1}x_b)}{1 + K(Y_-Y_{22}^{-1} - Y_+Y_{11}^{-1})}, \\ x_3 = K\cdot \dfrac{AY_{11}^{-1}x_a - BY_{22}^{-1}x_b}{1 + K(Y_-Y_{22}^{-1} - Y_+Y_{11}^{-1}}. \end{cases} \tag{10}$$

Subreţea este stabilă pentru orice K real dacă şi numai dacă fracţia raţională

$$M = \frac{Y_-}{Y_{22}} - \frac{Y_+}{Y_{11}} \tag{11}$$

este de tip p.r.

Trecînd la limită, pentru $K \to \infty$, rezultă ecuaţiile

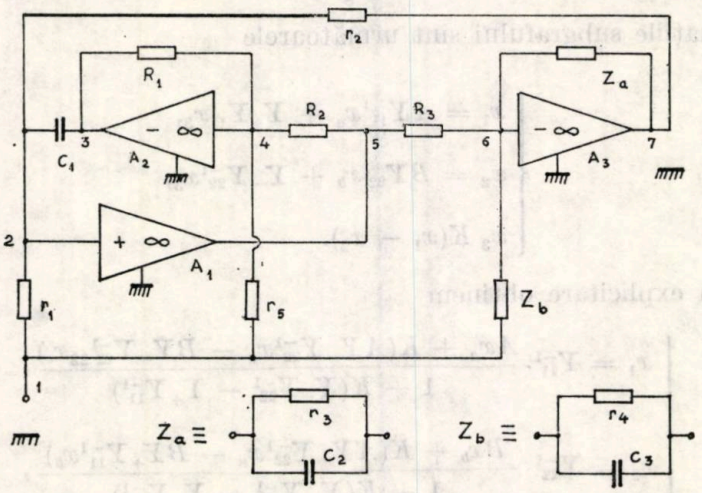
$$\begin{cases} x_1 = x_2 = \dfrac{AY_-}{Y_{11}Y_{22}} \dfrac{1}{M} x_a - \dfrac{BY_+}{Y_{11}Y_{22}} \dfrac{1}{M} x_b, \\ x_3 = \dfrac{A}{Y_{11}} \dfrac{1}{M} x - \dfrac{B}{Y_{22}} \dfrac{1}{M} x_b. \end{cases} \tag{12}$$

Ecuaţiile (12) conduc la subgraful asociat echivalent dat în figura 3c. Remarcăm faptul că nodurile (1) şi (2) au tensiunile egale, valoarea variabilelor din nod fiind dată de (12).

3. Aplicaţii.

a) Circuit electric cu trei amplificatoare operaţionale care realizează funcţia de transfer bipătratică, [3]. Schema de principiu este dată în figura 4. Se observă că două amplificatoare au borna neiversabilă la masă, iar cel de al treilea are borna inversabilă la masă.

Pentru determinarea funcţiei de circuit U_7/U_1 pentru cazul în care amplificările au valoarea infinită procedăm astfel. Considerăm că amplificările sînt finite şi figură graful de semnal asociat reţelei considerate. Situaţia este arătată în figura 5a. Remarcăm faptul că amplificatorul A_1



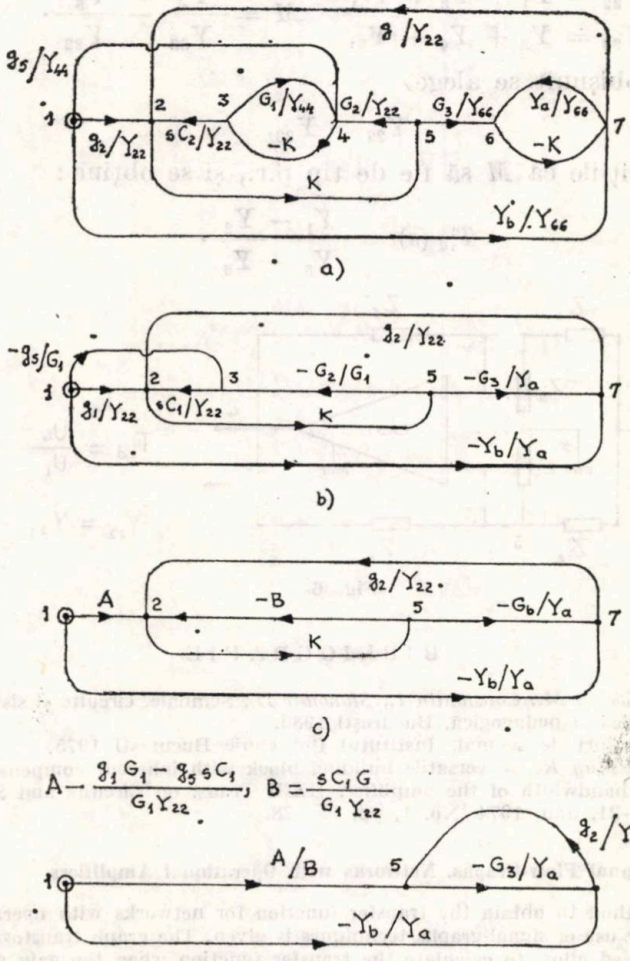
$$T_{id} = \frac{U_7}{U_1}$$

Fig. 4

are reacția adusă prin intermediul amplificatorului A_2, care la rîndul lui are reacție locală prin rezistența R_1.

Amplificatoarele A_2 și A_3 au reacție locală astfel că putem aplica echivalența dată în figura 2c, pentru $K \to \infty$, și obținem graful de semnal dat în figura 5b. Despicăm apoi nodul (3) și adunăm transmitanțele celor două arce care pornesc din nodul (1) și sosesc în nodul (2). Obținem graful de semnal dat în figura 5c în care au fost făcute o serie de notații indicate pe figură. Acest ultim graf de semnal are un arc de transmitanță K, tinzînd către infinit, și un arc de reacție cu transmitanța $-B$, cu B de tip p.r. Putem deci aplica echivalența dată în figura 2f și obținem în final graful de semnal din figura 5, pentru care soluția se scrie imediat aplicînd regula lui Mason

$$T_{ia}(s) = \frac{U_7}{U_1} = -\left(\frac{Y_b}{Y_a} + \frac{A}{B}\cdot\frac{G_3}{Y_a}\right)\left(1 + \frac{g_2 G_3}{Y_a Y_{22} B}\right)^{-1}.$$



Efectuînd unele calcule algebrice obținem

$$T_{id}(s) = -\frac{s^2 + sD_3(g_4 - g_5G_3R_2) + g_1G_1G_3R_2D_1D_2}{s^2 + sg_3D_2 + g_2G_1G_3R_2D_1D_2C_3} \cdot \frac{C_3}{C_2} \tag{14}$$

cu $D_i = C_i^{-1}$, $i = 1, 2, 3$,
care este o funcție de transfer bipătratică.

b) Circuit electric cu amplificator operațional de tip diferențial. Considerăm schema dată în figura 6. Schema se încadrează în teoria expusă în paragraful precedent, prin a cărei aplicare obținem

$$T_{id}(s) = \frac{U_4}{U_1} = \frac{1}{M} \cdot \frac{Y_1}{Y_{22}} - \frac{1}{M} \cdot \frac{Y_2}{Y_{33}}, \tag{15}$$

în care

$$\begin{cases} Y_{22} = Y_1 + Y_3 + Y_5, \\ Y_{33} = Y_2 + Y_4 + Y_6, \end{cases} \qquad M = \frac{Y_6}{Y_{33}} - \frac{Y_5}{Y_{22}}. \tag{16}$$

În mod obișnuit se alege

$$Y_{22} = Y_{33},$$

asigurînd condițiile ca M să fie de tip p.r., și se obține:

$$T_{id}(s) = \frac{Y_1 - Y_2}{Y_5 - Y_6}.$$

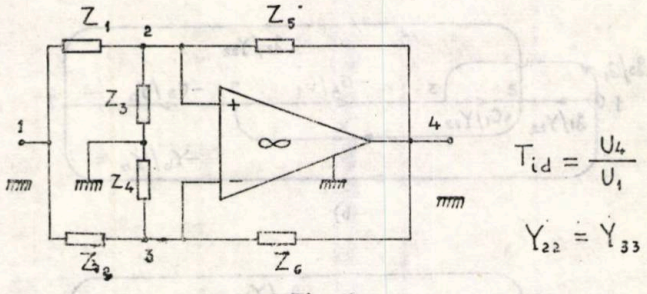


Fig. 6

BIBLIOGRAFIE

1. *Cartianu Gh., Săvescu M., Constantin I., Stanomir D.*, Semnale, circuite și sisteme. Editura didactică și pedagogică, București 1980.
2. *Stanomir D.*, Grafuri de semnal. Institutul Politehnic București 1975.
3. *Akerberg D., Mossberg K.*, A versatile building block with inherent compensation for the finite bandwidth of the amplifier. IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. CAS–21, Jan. 1974, No. 1, pp. 75–78.

Signal Flow-Graphs. Networks with Operational Amplifiers

A method to obtain the transfer function for networks with operational amplifiers by use of signal-graphs techniques is given. The graph transformation here introduced allow to calculate the transfer function when the gain goes to infinity.

Two examples of application are given.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z.: 621.385.2

A NEW FABRICATION METHOD FOR MICROWAVE IMPATT DIODES

N. MARIN, D. DASCĂLU*

Low-cost high-yield production of silicon IMPATT diodes is provided by a new process involving: a) double mesa-etching; b) inexpensive metallization; c) simple passivation; d) wafer probing after mesa etching. Single-drift diffused $p^+ n^+$ silicon diodes were fabricated on two-inch diameter wafers with a 70 — 80% yield. The minimum CW power is 0.5 W in X band, with a 6 — 7% efficiency.

The construction of high-performance IMPATT diodes should provide: a) uniform breakdown; b) power dissipation; c) reliable metallization system [1]. The mesa epitaxial construction is almost universal: it provides bulk breakdown through a plane pn junction and a proper shape of the mesa contour. The thermal resistance can be reduced by using flip-chip mounting [2]. However, a more reliable process [3] is obtained by plating a 50—200 μm thick heat-sink on the semiconductor and thus providing both an intimate thermal contact and a mechanical support. The plated integral heat-sink technology (PIHS) was used not only for IMPATT devices but also for Gunn and BARITT diodes. The plated metallic layer (usually gold) covers the entire wafer and allows batch fabrication of very thin diodes (10 — 20 μm). However, due to the large difference in the thermal expansion coefficient, the very thin silicon wafer cracks during thermal processes (even at temperatures below 100°C). Such a treatment is necessary, for example, to provide a reliable metallization on the opposite side of the wafer.

The solution is to reduce the contact area between the semiconductor and the metallic heat-sink. One possibility is to plate small "individual" heat-sinks on each diode structure: this is the selectively plated heat sink technology. However, the wafer cannot be made too thin and mask alignment becomes difficult. The alternative is to made the devices into relatively small semiconductor islands on a continuous metallic substrate.

Two mesa-etchings are necessary: the first one provides the "islands" and the second — the IMPATT diodes with the required area Both etchings may be done on the same side of the wafer [4] or on opposite sides [5]. The second procedure was used for mass production of

Manuscript received 9 March 1981
*) Engineer, IPRS-Băneasa; Associate Professor, Electronics Department

300 mW X-band GaAs IMPATT diodes [5]. A similar technique was adopted for fabrication of low-cost power *silicon* IMPATT diodes and preliminary results are reported below.

The devices are single drift p^+nn^+ structures made by boron *diffusion* in an n-type epitaxial layer. Large Si mesas are etched on the diffused side of the wafer (two inches profile diameter) through a silicon nitride mask (Fig. 1. a). The impurity profile and the breakdown characteristic are tested at this early stage of diode fabrication. The selective mesa etching [6] allows bulk breakdown. $I_R - V_R$ and $C - V$ measurements are performed by heating the entire wafer at 150 — 200°C (i.e. close to the operating temperature of the actual IMPATT diode in the microwave circuit). Wafer probing at such an elevated temperature is possible by covering the entire semiconductor surface with a thin resine layer.

In the next stage of the process, a Cr-Ag contact is evaporated over the entire wafer (Fig. 1. b) and a 80—100 μm thick *silver* layer is electroplated on the same face. The silver integral heatsink is much more cheaper than the gold one and has a slightly higher thermal conductivity. The wafer is thinned down to 20 — 30 μm thickness and Si islands occur in the circular depressions of the silver heat-sink (Fig. 1. c). The semiconductor thickness is reproducible across almost the entire wafer and accurately controlled through chemical etching.

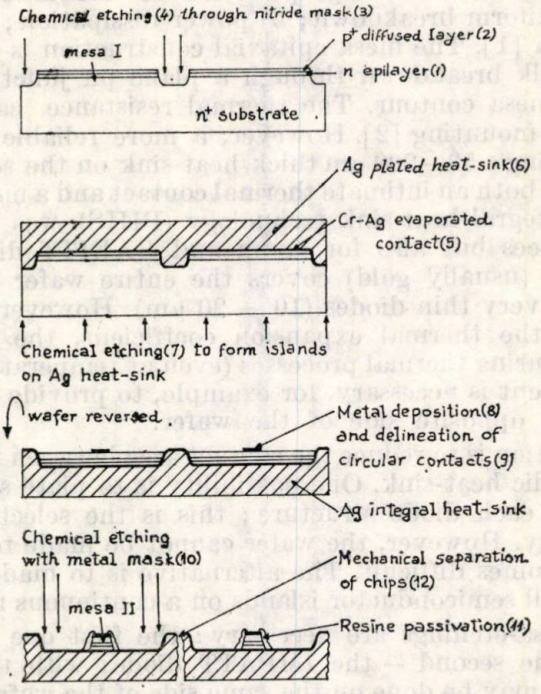


Fig. 1 Double-mesa etching integral heat-sink technology.

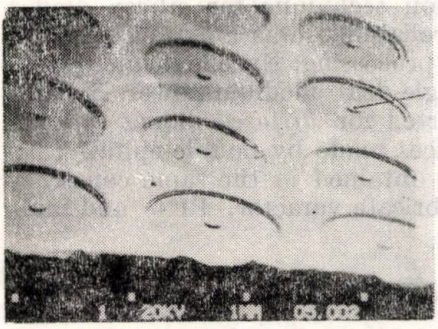
A Cr-Ag-Au metallization system is used to make circular contacts on the n^+ substrate (Fig. 1.c). The second mesa etching using the above contacts as mask (Fig. 1. d) yields the actual IMPATT structures. At

this stage the "wafer" (in fact a silver metal foil) looks as shown in Fig. 2. a (SEM picture). Typical diode areas are : 10^{-4} cm^2 for low power diodes and $2 \cdot 10^{-4}$ cm^2 for medium power devices.

A simple, economical, resine passivation protects the mesa structures during subsequent operations (chip separation and mounting). The I—V characteristics (Fig. 2. b) exhibit a very low reverse current (below 1 nA) and sharp breakdown, despite the unusual mesa profile determined by the anysotropic etching of silicon [6], [7].

Fig. 3 shows typical microwave characteristics of a device designed for medium-power applications (0.75 W with 7 % eficiency at 9.3 GHz). The recommended maximum junction temperature is 200°C. The diode is destroyed at much higher current intensities (junction temperatures of the order of 330°C).

The double mesa-etching process has a significant advantages it provides high-yield batch fabrication. The diode profile essential for device generation efficiency) can be appreciated just at the begining of



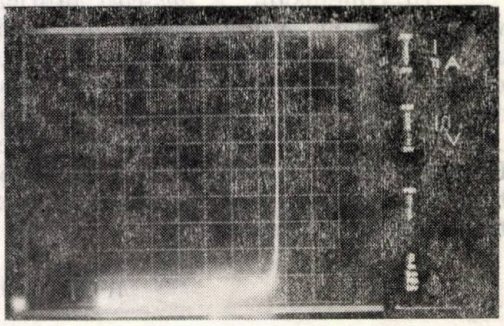


Fig. 2 a) SEM micrograph of IMPATT structures on the integral heat-sink ; b) Typical reverse characteristic.

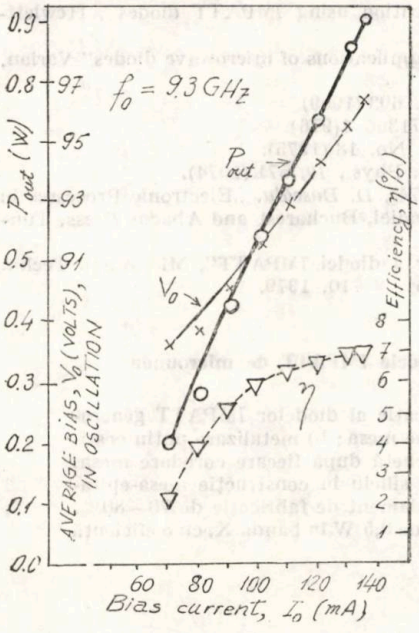


Fig 3 Continuous microwave power, P_{out}, bias voltage (in oscillation), V_0, and conversion efficiency, η, *versus* bias current, I_0, at a given operating frequency, f_0.

the wafer processing with the following opportunities: a) rejection of improper wafers; b) a correction diffusion; c) selection and storage of wafers for certain types of diodes (a computer program correlates the doping profile with the optimum operating frequency [8]).

The key of the process is the metallization: use of silver plating reduces the cost but special chemical procedures had to be used to avoid contamination of the mesa surface. Long term d.c. and microwave operation proved the device reliability.

We further note that once the structures are passivated, they may be stored a long time and processed only when necessary, e.g. 50 diodes can be selected from a one thousand diode wafer, cutted up individually and encapsulated. Therefore, a low-volume fabrication may become efficient. On the other hand, the devices may be used even in the chip form.

The above advantages of double mesa-etching technology are valid for any type of mesa diode and semiconductor material. However, the attractivity of the process is strongly related to the metallization used for silicon diodes.

In conclusion, a *low-cost* fabrication technique for *silicon* diodes was developed. A high yield and good reliability was obtained through extensive wafer testing during the batch processing. Excellent microwave characteristics were reported for single-drift medium-power X-band diodes. Efficiences above 7% were reported for *diffused* diodes (practically identical to that obtained for devices made by double-epitaxy, by Hewlett-Packard). BARITT diodes were obtained in the same construction. The process may be also used to fabricate varactor, PIN and multiple IMPATT diodes.

REFERENCES

1. * * * „Microwave power generation and amplification using IMPATT diodes", Hewlett-Packard Appl. Note No 935.
2. *A. W. Carlson, F. J. Dominick*, „The physics and applications of microwave diodes" Varian, Beverly, Massachusetts, 1970.
3. *R. S. Zettler, A. M. Cowley*, Electron. Lett., *5*, p. 693 (1969).
4. *N. Narin, Brezeanu Gh.*, Romanian patent No 71366 1(976).
5. *M. Miyazaki, M. Migitaki*, Electron. Lett., *11*, No. 18 (1975).
6. *D. Dascălu, Gh. Brezeanu, N. Marin*, Rev. Roum. Phys., *19*, 571 (1974).
7. *I. Costea, D. Dascălu*, Electron. Lett., *10*, 129 (1974), *D. Dascălu*, „Electronic Processes in unipolar solid-state devices", Ed. Academiei, Bucharest and Abacus Press, Tunbridge Wells, Kent.
8. *I. Costea*, „Modelarea și proiectarea pe calculator a diodei IMPATT", Microwave Techn. Symp., Polytechn. Inst. Bucharest, Nov. 9—10, 1979.

O nouă metodă de fabricație pentru diodele IMPATT de microunde

Se comunică un nou procedeu de fabricație al diodelor IMPATT generatoare de microunde, bazat pe: a) dublă corodare mesa; b) metalizare puțin costisitoare; c) pasivare simplă; d) testare pe plachetă după fiecare corodare mesa. Au fost realizate diode simplu drift p^+nn cu siliciu în construcție mesa-epitaxială pe plachete de 5 cm diametru, cu un randament de fabricație de 70—80%. Puterea minimă generată în undă continuă este de 0,5 W în banda X, cu o eficiență de 6—7%.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z.: 621.383

ASPECTE PRIVIND PROIECTAREA FILTRELOR NUMERICE FIR IMPLEMENTATE PE MICROPROCESORUL 8085

VASILE LĂZĂRESCU *

În lucrare sînt prezentate rezultatele obținute în proiectarea și implementarea filtrelor numerice de tip FIR pe un microsistem cu microprocesorul INTEL 8085. S-au implementat filtre de tip trece jos cu fază liniară care operează în timp real în domeniul frecvențelor joase.

1. Aspecte privind proiectarea filtrelor numerice de tip FIR.

Din considerente de stabilitate filtrele numerice de tip FIR (Finite Impulse Response) sînt preferate față de cele IIR (Infinite Impulse Response) mai ales în aplicațiile în care se impune ca faza să fie liniară. Fie un filtru numeric de tip FIR caracterizat în domeniul timp prin funcția pondere $\{h(n)\}|_{n\in(0,\,N-1)}$, iar în domeniul frecvență prin funcția de transfer $H(e^{j\omega})$.

Procesul de proiectare a unui filtru numeric implică, în general, parcurgerea a 4 etape:

a) Rezolvarea problemei de aproximare, în vederea determinării coeficienților care satisfac performanțele impuse. Specificarea filtrului, în funcție de aplicație, poate fi făcută în domeniul frecvență, (sub forma caracteristicilor amplitudine-frecvență, fază-frecvență sau ambele) sau în domeniul timp, prin stabilirea formei funcției pondere. Procedeul de aproximare folosit în calculul răspunsului $H(e^{j\omega})$ (sau $h(n)$) este determinat de modul în care s-a definit răspunsul dorit, $H_d(e^{j\omega})$ (sau $h_d(n)$).

b) Alegerea structurii specifice pentru implementare și cuantizarea coeficienților obținuți în etapa anterioară la valoarea dorită. Întrucît în cazul filtrelor transversale de tip FIR, funcția pondere $\{h(n)\}$ are lungime finită (N) apare o eroare între răspunsul în frecvență al filtrului obținut, $H(e^{j\omega})$ și filtrul dorit, specificat prin $H_d(e^{j\omega})$. Amplitudinea erorii în banda de oprire a unui astfel de filtru crește cu numărul de coeficienți, N. De asemenea, în urma cuantizării coeficienților apare o eroare suplimentară între cele 2 caracteristici. Dacă presupunem că erorile

Manuscris predat redacției la data de 21 martie 1981
* Asistent, Catedra Electronică aplicată

introduse prin cuantizare asupra coeficienţilor au un caracter aditiv şi aleator cu dispersia σ^2 eroarea:

$$|\Delta H(e^{j\omega})| = |H_d(e^{j\omega}) - H(e^{j\omega})| \tag{1}$$

pentru valori mari ale lui N are un maxim dat de relaţia, /3/,

$$\max_{\omega} |\Delta H(e^{j\omega})| \cong \sigma\sqrt{N \cdot \log N} \tag{2}$$

Atunci cînd calitatea filtrului este apreciată prin atenuarea în banda de oprire, relaţia (2) arată că, dată fiind precizia de reprezentare a coeficienţilor, maximul erorii răspunsului în frecvenţă nu poate fi redus oricît, chiar dacă N este suficient de mare. Determinarea lungimii optime a cuvintelor binare pentru reprezentarea coeficienţilor poate fi făcută prin simulări repetate pe calculator. Pentru situaţia în care coeficienţii obţinuţi, $h(n)$, sînt subunitari, cu Q cifre zecimale semnificative, numărul de biţi B_h necesari pentru reprezentarea binară, menţinînd precizia obţinută este, /2/,

$$B_h \geqslant 3{,}3\ Q \tag{3}$$

c) Cuantizarea variabilelor filtrului (semnalele de intrare, ieşire şi cele intermediare) impusă de lungimea finită a registrelor interne ale procesorului. Cuantizarea se efectuează asupra semnalului de intrare în convertorul A/D şi asupra semnalelor interne (în special asupra rezultatelor multiplicărilor).

Lungimea cuvintelor binare cu care este exprimat semnalul de intrare poate fi calculată cu relaţia, /2/

$$B_x = \max\left\{\left(1 + \log_2 \frac{X_{FS}}{X_P}\right),\ \left(\frac{F - 10\log_2 3\sigma^2}{20\log_{10}^2}\right)\right\} - 1 \tag{4}$$

unde

X_{FS}, X_P — nivelul de saturaţie, respectiv de prag al CAD

F — zgomotul de cuantizare exprimat în dB

σ^2 — dispersia eşantioanelor de la intrarea CAD

Pentru micşorarea zgomotului la ieşire, datorat cuantizărilor interne, lungimea cuvintelor utilizate în calculul, B_c, este în general mai mare ca B_x şi B_h.

Se poate utiliza pentru calculul lui B_c relaţia, /2/

$$B_c = \left(\frac{F_s}{6} - 0{,}2\right) + \frac{10}{6}\log_{10}(A_z) \tag{5}$$

unde

F — zgomotul de cuantizare exprimat în dB

A_z — amplificarea de zgomot a filtrului egală cu $\sum_{m=0}^{N-1} h^2(m)$

d) Verificarea prin simulare pe calculator dacă filtrul obținut satisface performanțele impuse. Simularea implică în general revizuirea etapelor b) și c).

Utilizînd metoda suboptimală a eșantionării în frecvență au fost proiectate filtre trece jos cu fază liniară avînd diferite lungimi ale funcției pondere ($N = 16, 32, 64$ coeficienți) și frecvențe relative de tăiere cuprinse între $\frac{1}{10}$ și $\frac{5}{10}$ (cîteva dintre ele sînt prezentate în anexa 1).

ANEXA 1.

A) Filtru FIR cu fază liniară cu N = 16 coeficienți și $f/f_e = 0{,}25$ FTJ — funcția pondere

h (1)=	0,000001	=h (16)	h (5)=	0,014111	=h (12)
h (2)=	−0,017061	=h (15)	h (6)=	−0,065715	=h (11)
h (3)=	−0,009050	=h (14)	h (7)=	0,002658	=h (10)
h (4)=	0,29709	=h (13)	h (8)=	0,295958	=h (9)

B) Filtru FIR cu fază liniară cu N = 32 coeficienți și $f/f_e = 6/40$ FTJ — funcția pondere

h (1)=	0,000003	=h (32)	h (9)=	0,039122	=h (24)
h (2)=	0,023097	=h (31)	h (10)=	0,023093	=h (23)
h (3)=	0,025940	=h (30)	h (11)=	−0,020923	=h (22)
h (4)=	0,005401	=h (29)	h (12)=	−0,058463	=h (21)
h (5)=	−0,021358	=h (28)	h (13)=	−0,048427	=h (20)
h (6)=	−0,030620	=h (27)	h (14)=	0,027346	=h (19)
h (7)=	−0,021172	=h (26)	h (15)=	0,146787	=h (18)
h (8)=	0,020509	=h (25)	h (16)=	0,256100	=h (17)

C) Filtru FIR cu fază liniară cu N = 64 coeficienți și $f/f_e = 6{,}5/40$ FTJ — funcția pondere

h (1)=	0,000001	=h (64)	h (17)=	−0,006458	=h (48)
h (2)=	−0,003330	=h (63)	h (18)=	0,008034	=h (47)
h (3)=	−0,004410	=h (62)	h (19)=	0,017206	=h (46)
h (4)=	−0,002223	=h (61)	h (20)=	0,010500	=h (45)
h (5)=	0,002068	=h (60)	h (21)=	−0,008594	=h (44)
h (6)=	0,005344	=h (59)	h (22)=	−0,023022	=h (43)
h (7)=	0,004531	=h (58)	h (23)=	−0,016571	=h (42)
h (8)=	−0,000560	=h (57)	h (24)=	0,009317	=h (41)
h (9)=	−0,006144	=h (56)	h (25)=	0,032518	=h (40)
h (10)=	−0,006944	=h (55)	h (26)=	0,027248	=h (39)
h (11)=	−0,001258	=h (54)	h (27)=	−0,010747	=h (38)
h (12)=	0,006847	=h (53)	h (28)=	−0,052700	=h (37)
h (13)=	0,009772	=h (52)	h (29)=	−0,052653	=h (36)
h (14)=	0,003528	=h (51)	h (30)=	0,017760	=h (35)
h (15)=	−0,007462	=h (50)	h (31)=	0,141623	=h (34)
h (16)=	−0,013043	=h (49)	h (32)=	0,260668	=h (33)

2. Implementarea filtrelor numerice pe microprocesor.

Pentru implementarea filtrelor proiectate s-a utilizat o structură directă care decurge din relația fundamentală:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} x(n-m)\, h(m) \qquad (6)$$

Schema acestei structuri este prezentată în fig. 1.

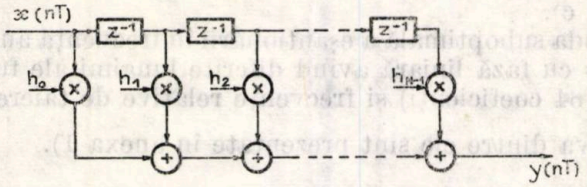


Fig. 1. Schema bloc a filtrului numeric realizat prin convoluție directă

Întrucît pentru implementare s-a folosit un microsistem avînd ca unitate centrală μP 8085 s-a ales $B_h = 8$ biți și $B_x = 8$ biți ceea ce, conform relațiilor (3) și (4), corespunde la $X_{FS}/X_p \simeq 110$, $F \simeq 40$ dB și $\sigma^2 = \frac{1}{9}$, Lungimea de calcul a fost aleasă de maximum 16 biți. Calculele conform ecuației (6) s-au efectuat în virgulă fixă. Pentru a evita depășirile de scală, întrucît sistemul operează cu semnale subunitare, s-a impus condiția de scalare

$$\sum_{m=1}^{N-0} |h(m)| < 1 \qquad (7)$$

realizată prin introducerea unui factor de scală suplimentar la intrarea filtrului.

Operațiile implicate de relația (6) adunări, multiplicări și întîrzieri, au fost realizate prin software.

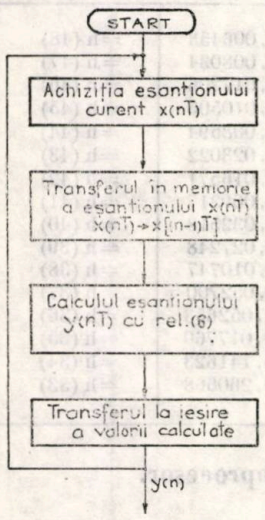


Fig. 2. Organigrama programului de filtrare

Pentru a micșora zgomotul la ieșire datorat cuantizărilor interne, produsele parțiale au fost însumate pe 16 biți, cuantizarea impusă de lungimea de cuvînt permisă de CDA (8 biți) făcîndu-se la sfîrșit.

Tot prin software s-au realizat schimbările de cod impuse de operațiile aritmetice (multiplicările s-au realizat cu operanzii reprezentați în cod semn-magnitudine, iar însumările s-au făcut în cod complementar față de 2).

Programul conceput, permite obținerea oricărui tip de filtru FIR realizat prin convoluție directă. Organigrama programului este prezentată în fig. 2, iar programul propriu-zis în anexa 2.

Întrucît microsistemul operează cu o frecvență de tact de 3,1 MHz, durata medie de execuție a unei instrucțiuni este de 1,3 μsec. Durata unui ciclu de calcul, în funcție de lungimea funcției pondere, realizată cu programul din anexa 2, este dată în tabelul următor.

Numărul coeficienților filtrului (N)	16	32	64
Timpul de calcul (T_c)	⩾3,9 ms	⩾7,8 ms	⩾15 ms

ANEXA 2

PROGRAM DE FILTRARE ÎN TIMP REAL

2403	310028	LXI	SP. 2800H	
		; SE INIŢIALIZEAZĂ LOCAŢIILE MEMORIEI RAM ; PENTRU STOCAREA EŞANTIONULUI CURENT YN ; ŞI A ADRESEI COEFICIENTULUI H (0)		
2406	210000	LXI	H.OOOOH	
2409	229126	SHLD	2691H	
240C	018F26	LXI	B.268FH	
240F	113F26	LXI	D.263FH	
2412		; ACHIZIŢIA NOULUI EŞANTION XN ŞI ; CONVERSIA SA ÎN COD SEMN–MAGNITUDINE		
2412	DB82	IN	82H	
2414	17	RAL		
2415	D22024	JNC	242OH	
2418	37	STC		
2419	3F	CMC		
241A	1F	RAR		
241B	2F	CMA	A	
241C	3C	INR	2421H	
241D	C32124	JMP		
2420	1F	RAR	268FH	
2421	328F26	STA		
		; SE INIŢIALIZEAZĂ CONTORUL NUMĂRULUI DE ; COEFICIENŢI, SE TRANSFERĂ LA INTRAREA ; CDA EŞANTIONUL CALCULAT ÎN COD BINAR ; DEPLASAT		
2424	2E10	MVI	L. 10H	
2426	CD3024	CALL	243OH	
2429	17	RAL		
242A	2F	CMA		
242B	1F	RAR		
242C	D381	OUT	81H	
242E	FB	EI		
242F	76	HLT		
		; SE EXTRAG DIN MEMORIE COEF. FILTRULUI ; ŞI SE ÎNSUMEAZĂ PRODUSELE PARŢIALE.		
2430	E5	PUSH	H	
2431	D5	PUSH	D	
2432	C5	PUSH	B	
2433	329026	STA	269OH	
2436	4F	MOV	C.A	
2437	1A	LDAX	D	
243	CD5024	CALL	2450H	
2438	C1	POP	B	
243C	D1	POP	D	
243D	OB	DCX	B	
243E	1B	DCX	D	
243F	OA	LDAX	B	
2440	67	MOV	H.A	
2441	3A9026	LDA	269OH	
2444	02	STAX	B	
2445	7C	MOV	A.H	
2446	E1	POP	H	
2447	2D	DCR	L	
2448	C23024	JNZ	243OH	
244B	2A9126	LHLD	2691H	

244E	7C	MOV		A.H
244F	C9	RET		
		; SUBRUTINA PRODUS		
1450	47	MOV		B.A
2451	A9	XRA		C
2462	07	RLC		
2453	D25B24	JNC		245BH
2456	1E80	MVI		E.80H
2458	C35D24	JMP		245DH
245B	1E00	MVI		E.OOH
245D	79	MOV		A.C
245E	E67F	ANI		7FH
2460	4F	MOV		C.A
2461	78	MOV		A.B
2562	E67F	ANI		7FH
2464	0600	MVI		B.OOH
2466	210000	LXI		H.OOOOH
1469	1608	MVI		D.08H
246B	29	DAD		H
246C	07	RLC		
246D	D27124	JNC		2471H
2470	09	DAD		B
2471	15	DCR		D
2472	C26B24	JNZ		246BH
2475	29	DAD		H
2476	7B	MOV		A.E
2477	07	RLC		
2478	D28224	JNC		2482H
247B	7C	MOV		A.H
247C	2F	CMA		
247D	67	MOV		H.A
247E	7D	MOV		A.L
247F	2F	CMA		
2480	6F	MOV		L.A
2481	23	INX		H
2482	EB	XCHG		
2483	2A9126	LHLD		2691H
2486	19	DAD		D
2487	229126	SHLD		2691H
248A	C9	RET		

3. Prezentarea microsistemului cu microprocesorul I—8085

Schema bloc a filtrului numeric în timp real este prezentată în fig. 3. Microsistemul permite comunicaţia cu un periferic de tip DAF 1001, utilizat pentru introducerea programului de filtrare şi a coeficienţilor filtrului în memoria RAM. Blocul de achiziţie cuprinde amplificatorul tampon (BB 3550K), circuitul S/H—SHM2 şi CAD-ADC-MA10B, iar circuitul de ieşire este constituit de CDA-DAC-80. Semnalele de intrare şi ieşire sînt de 8 biţi. Eşantionarea semnalului analogic supus filtrării este realizată asincron. Iniţializarea unui ciclu de calcul este determinată de semnalul EOC al CAD care activează intrarea de restart RST 7,5 a microprocesorului.

Comunicaţia cu circuitele de intrare şi ieşire date este făcută prin circuitul de interfaţă 8155.

Concluzii

Microsistemul realizat cu μP 8085 este o structură cu un număr minim de componente, datorită facilităţilor oferite de acest microprocesor, ceea ce îl impune în aplicaţiile de filtrare în timp real la joasă frecvenţă faţă de alte exemplare din familia '80. În anexa 3 sînt prezentate caracteristicile de frecvenţă şi temporale, determinate prin metode corelaţionale ale unor FTJ de tip FIR cu fază liniară implementate pe acest microsistem.

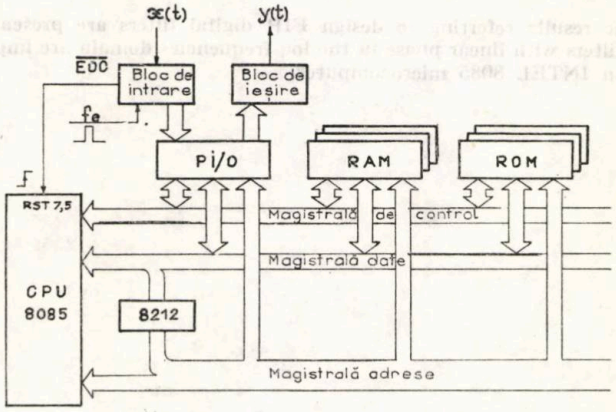


Fig. 3. Schema bloc a filtrului numeric în timp real implementat pe μP 8085

ANEXA 3

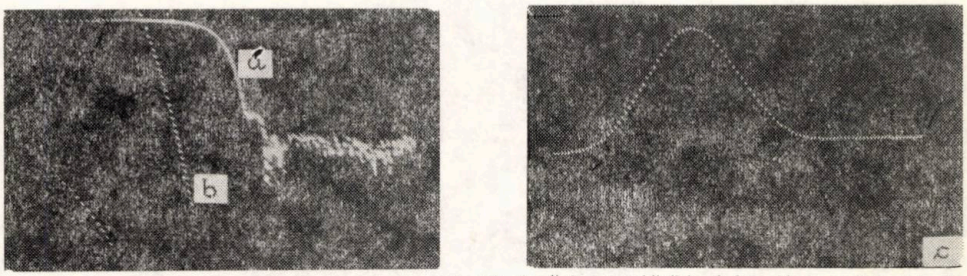


Fig. 4. Caracteristicile amplitudine-frecvenţă (a), fază-frecvenţă (b) şi funcţia pondere (c) ale unui filtru transversal de tip trece jos cu N = 16 coeficienţi.

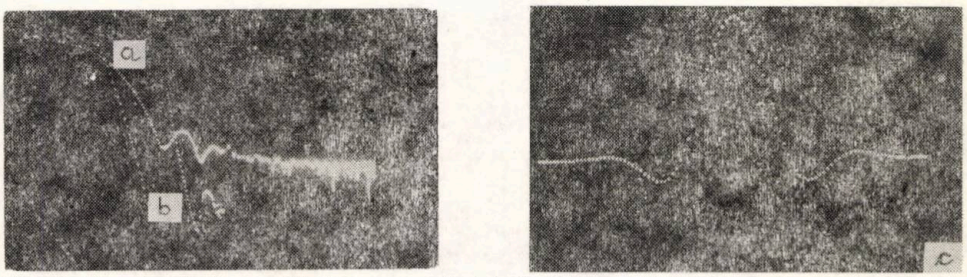


Fig. 5. Caracteristicile amplitudine-frecvenţă (a), fază-frecvenţă (b) şi funcţia pondere (c) ale unui filtru transversal de tip trece jos cu N = 64 coeficienţi.

BIBLIOGRAFIE

1. *L. R. Rabiner, B. Gold*, Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice Hall, Inc., 1975.
2. *N. Ahmed, J. P. Jayapalan*, On Digital Filter Implementation via Microprocessors, IEEE Trans. on Ind. Electronics and Control Instr., No. 3, Aug. 1976, pp. 249–254.
3. *A. Gersho, B. Gopinath, A. M. Odlyzko*, Coefficient Inaccuracy in Transversal Filtering, The Bell System Tech. Journal, nr. 10, Dec. 1979, pp. 2301–2317.

FIR Digital Filters Design Implemented by Using INTEL 8085 Microcomputer

Some results referring to design FIR digital filters are presented. Real time FIR filters with linear phase in the loq frequencies domain are implemented by using an INTEL 8085 microcomputer.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z.: 621.316.052:621.313

APLICAREA METODEI TRAPEZELOR LA INTEGRAREA ECUAȚIILOR DIFERENȚIALE DIN REGIMUL TRANZITORIU AL MAȘINII SINCRONE

M. EREMIA, H. CRIȘCIU, M. BIRIȘ*

În lucrare se prezintă modul de utilizare a metodei trapezelor — de integrare numerică — la rezolvarea sistemului de ecuații algebrice și diferențiale ce caracterizează regimul tranzitoriu al mașinii sincrone.

Pentru testarea metodei s-a considerat cazul unui generator sincron la bornele căruia se produce un scurtcircuit trifazat net.

Metoda prezintă avantaje în ceea ce privește memoria ocupată în calculator și viteza de calcul în comparație cu alte metode de tip Runge-Kutta.

1. Introducere

Metodele de analiză a stabilității tranzitorii pot fi grupate în metode analitice — care efectuează integrarea ecuațiilor sistemului pe cale analitică sau grafică —, metode analogice — care utilizează calculatoare analogice, microrețele sau analizoare de rețea — și metode numerice.

Între preocupările actuale în acest domeniu un loc aparte îl ocupă cele legate de dezvoltarea tehnicilor numerice de soluționare a ecuațiilor diferențiale. În acest sens, în lucrare, se va prezenta modul de utilizarea metodei trapezelor de integrare numerică la rezolvarea sistemului de ecuații algebrice și diferențiale ce caracterizează regimul tranzitoriu al mașinilor sincrone. Metoda prezintă avantaje în ceea ce privește memoria ocupată în calculatorul numeric și viteza de calcul în comparație cu alte metode de integrare.

2. Structura ecuațiilor de regim tranzitoriu

Pentru studiul regimului tranzitoriu este necesară mai întîi cunoașterea regimului permanent inițial, înainte de apariția perturbației. Mo-

Manuscris predat redacției la data de 9 martie 1981

* Șef lucrări dr. ing.; Cercet. ing., Catedra Rețele și sisteme electrice; Ing., IRE Baia Mare.

delul matematic al regimului permanent al maşinii sincrone este redat de următoarele ecuaţii [1]:

$$\begin{aligned} V_d + RI_d &= X_q I_q \\ V_q + RI_q &= -X_d I_d + E_f \end{aligned} \tag{1}$$

în care s-a făcut notaţia

$$E_f = X_{df} I_f = \frac{X_{df}}{R_f} V_f$$

Modelul matematic pentru studiul regimului tranzitoriu este definit de următoarele sisteme de ecuaţii [1]:

a. — Sistemul de ecuaţii algebrice incluzînd şi modelul consumatorilor

$$\begin{aligned} V_d + RI_d &= X_q'' I_q + E_d'' \\ V_q + RI_q &= -X_d'' I_d + E_f'' \end{aligned} \tag{2}$$

sau în general

$$[g([V], [E])] = 0 \tag{2'}$$

b. — Sistemul de ecuaţii diferenţiale ale maşinii sincrone şi ale circuitelor de reglare automată

$$\begin{aligned} T_{d0}' \frac{dE_q'}{dt} &= -E_q' + E_f - \left(1 - \frac{X_d''}{X_d} - \frac{T}{T_{d0}'}\right) X_d I_d \\ T_{d0}'' \frac{dE_q''}{dt} &= -E_q'' + E_q' - \frac{T}{T_{d0}'} X_d I_d \\ T_q'' \frac{dE_d''}{dt} &= -E_d'' + (X_q - X_q'') I_q \end{aligned} \tag{3}$$

în care:

$$X_d'' = X_d \frac{T_d' T_d''}{T_{d0}' T_{d0}''}; \quad X_q'' = X_q \frac{T_q'}{T_{q0}''}; \quad X_d' = X_d \frac{T_d'}{T_{d0}'} \quad X_q' \quad X_q$$

$$T = T_d' + T_d'' - \frac{X_d''}{X_d}(T_{d0}' + T_{d0}'')$$

Relaţiile (3) se pot scrie în cazul general sub forma matriceală:

$$[E] = [f([V], [E], t)] \tag{3'}$$

În sistemele de ecuații (2′) și (3′), $[V]$ este vectorul variabilelor neinerțiale sau cu variație rapidă — care la apariția unei perturbații suferă un salt brusc —, iar $[E]$ este vectorul variabilelor inerțiale sau cu variație lentă — care își păstrează constantă valoarea în primul moment al apariției perturbației. În procesul de calcul la începutul fiecărui pas mărimile inerțiale sînt egale cu valorile la sfîrșitul pasului precedent, variația lor pe parcursul unui pas fiind descrisă de sistemul de ecuații diferențiale (3).

Se menționează că parametrii tranzitorii independenți sînt constantele de timp T'_d, T''_d, T'_{d0} și T''_{d0} în axa d, respectiv T''_q și T''_{q0} în axa q.

3. Clasificarea metodelor de rezolvare

Metodele de rezolvare simultană a sistemelor de ecuații (2) și (3 se împart în trei categorii [2]:

a — *Metoda soluțiilor alternative.* După stabilirea condițiilor inițiale — obținute prin rezolvarea sistemului de ecuații algebrice (2) la $t = 0$ — se determină modul de variație a vectorului $[V]$ al variabilelor neinerțiale pe intervalul următor folosind extrapolarea de ordinul zero, unu sau doi; se rezolvă sistemul de ecuații (3) pentru $[E(t)]$ prin integrare numerică folosind polinoamele obținute anterior și în final se rezolvă sistemul de ecuații algebrice (2).

b — *Metoda de eliminare a vectorului* $[V]$ al variabilelor neinerțiale, folosită în special pentru studiul stabilității la mici perturbații.

Pentru mici variații ale vectorilor $[\Delta V]$ și $[\Delta E]$ în jurul unui anumit punct de funcționare, sistemul (2) poate fi liniarizat:

$$\left[\frac{\partial g}{\partial V}\right][\Delta V] + \left[\frac{\partial g}{\partial E}\right][\Delta E] = 0 \tag{4}$$

în care $[\partial g/\partial V]$ și $[\partial g/\partial E]$ reprezintă matricele Jacobian.

De asemenea, pot fi liniarizate și ecuațiile (3):

$$[\Delta \dot{E}] = [A'][\Delta E] + [B'][\Delta V] \tag{5}$$

în care A' și B' sînt matrici coeficient.

Din gruparea celor două sisteme (4) și (5), rezultă:

$$\begin{vmatrix} \left[\frac{\partial g}{\partial V}\right] & \left[\frac{\partial g}{\partial E}\right] \\ [B'] & [A'] \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} [\Delta V] \\ [\Delta E] \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ [\Delta \dot{E}] \end{vmatrix} \tag{6}$$

După eliminarea vectorului $[\Delta V]$ din (6), prin triangularizare, se obţine

$$\begin{vmatrix} \diagdown & [\Delta V] \\ 0 \mid [A_{redus}] & [\Delta E] \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ [\Delta \dot{E}] \end{vmatrix}$$

sau :

$$[\Delta \dot{E}] = [A_{redus}]\,[\Delta E] \tag{7}$$

Partea reală a matricii $[A_{redus}]$ ne dă atenuarea oscilaţiilor sistemului supus la mici perturbaţii, iar partea imaginară ne dă frecvenţa naturală de oscilaţie. Sistemul este stabil atîta timp cît partea reală a matricii este negativă (prima metodă a lui Liapounov).

c — *Metoda de algebrizare prin integrare implicită.* Soluţia pas cu pas a ecuaţiilor (3) poate fi exprimată cu ajutorul unei integrale de forma :

$$[E\,(t) = [E\,(t - \Delta t)] + \int_{t-\Delta t}^{t} [f\,([E], [V], \tau)]\,\mathrm{d}\tau \tag{8}$$

În continuare va fi prezentată *metoda trapezelor de integrare numerică*, metodă clasică de integrare din analiza matematică. Metoda trapezelor porneşte de la scrierea matriceală a sistemului (3) :

$$[\dot{E}] = [A]\,[E] + [B]\,[V] \tag{9}$$

în care :

$[A]$ este matricea coeficienţilor variabilelor inerţiale ;

$[B]$ — matricea coeficienţilor variabilelor neinerţiale.

Ecuaţia matriceală (9) poate fi rescrisă ca o integrală pas cu pas :

$$[E(\,t)] = [E\,(t - \Delta t)] + [A]\int_{t-\Delta t}^{t} [E]\mathrm{d}\tau + [B]\int_{t-\Delta t}^{t} [V]\mathrm{d}\tau \tag{10}$$

Folosind formula trapezelor de aproximare a integralei, ecuaţia (10) devine :

$$E\,(t) = [E\,(t - \Delta t)] + \frac{\Delta t}{2}\,[A][\,[E\,(t - \Delta t)] + [E\,(t)]] +$$

$$+ \frac{\Delta t}{2}\,[B]\,[[V\,(t - \Delta t)] + [V\,(t)]] \tag{11}$$

Prin separarea variabilelor în timp (la momentul $t - \Delta t$ şi la momentul t) se obţine un sistem de ecuaţii algebrice liniare :

$$\left[[1] - \frac{\Delta t}{2}\,[A]\right] \cdot [E(t)] - \frac{\Delta t}{2}\,[B]\,[V\,(t)] = [C\,(t - \Delta t)] \tag{12}$$

în care $[1]$ reprezintă matricea unitate.

Cunoscîndu-se valorile variabilelor la pasul anterior, se poate calcula imediat membrul drept al ecuației (12):

$$[C(t-\Delta t)]=\frac{\Delta t}{2}[B][V(t-\Delta t)]+\left[[1]+\frac{\Delta t}{2}[A]\right][E(t-\Delta t)] \quad (13)$$

4. Aplicarea metodei trapezelor de integrare numerică

Prin aplicarea formulei (11) pentru prima ecuație diferențială din sistemul (3), și separînd termenii la cele două momente de timp $t-\Delta t$ și t, se obține:

$$E'_q(t)\left(1+\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}\right)\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}-\left(1-\frac{X''_d}{X_d}-\frac{T}{T'_{d0}}\right)X_d I_d(t)=$$

$$=E'_q(t-\Delta t)\left(1-\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}\right)+\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}E_f(t)+\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}E_f(t-\Delta t)+$$

$$+\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}\left(1-\frac{X''_d}{X_d}-\frac{T}{T'_{d0}}\right)X_d I_d(t-\Delta t).$$

Deci, variabila inerțială E'_q se calculează cu relația:

$$E'_q(t)=\frac{1}{\left(1+\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}\right)}\left[\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}\left(1-\frac{X''_d}{X_d}-\frac{T}{T'_{d0}}\right)X_d I_d(t)+\right.$$

$$+E'_q(t-\Delta t)\left(1-\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}\right)+\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}E_f(t)+\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}E_f(t-\Delta t)+$$

$$\left.+\frac{\Delta t}{2T'_{d0}}\left(1-\frac{X''_d}{X_d}-\frac{T}{T'_{d0}}X_d I_d(t-\Delta t)\right)\right] \quad (14)$$

Aplicînd același procedeu pentru cea de a doua și a treia ecuație, din (3) rezultă:

$$E''_q(t)=\frac{1}{\left(1+\frac{\Delta t}{2T''_{d0}}\right)}\left[\frac{\Delta t}{2T''_{d0}}E'_q(t-\Delta t)-\frac{\Delta t}{2}\cdot\frac{TX_d}{T'_{d0}T''_{d0}}I_d(t)+\right.$$

$$+\left(1-\frac{\Delta t}{2T''_{d0}}\right)E''_q(t-\Delta t)+\frac{\Delta t}{2T''_{d0}}-\frac{\Delta t}{2}\frac{T\cdot X_d}{T'_{d0}T''_{d0}}I_d(t-\Delta t)\Bigg] \quad (15)$$

respectiv :

$$E''_d(t)=\frac{1}{\left(1+\frac{\Delta t}{2T''_q}\right)}\left[\frac{\Delta t}{2}\frac{X_q-X''_q}{T''_q}I_q(t)+\left(1-\frac{\Delta t}{2T''_q}\right)E''_d(t-\Delta t)+\right.$$

$$\left.+\frac{\Delta t}{2}\frac{X_q-X''_q}{T''_q}I_q(t-\Delta t)\right] \quad (16)$$

În continuare se analizează regimul tranzitoriu al unui generator sincron care înainte de apariția perturbației alimenta un consumator trifazat rezistiv. Regimul permanent dinaintea perturbației este obținut prin măsurători în laborator pe un grup modelat [4].

Perturbația aplicată este un scurtcircuit trifazat net brusc la bornele generatorului.

Din sistemul de ecuații (2) se obțin mărimile I_d și I_q în funcție de mărimile inerțiale E''_q și E''_d :

$$I_d=\frac{R}{R^2+X''_dX''_q}(E''_d-V_d)+\frac{X''_q}{R^2+X''_dX''_q}(E''_q-V_q)$$

$$I_q=-\frac{X''_d}{R^2+X''_dX''_q}(E''_d-V_d)+\frac{R}{R^2+X''_dX''_q}(E''_q-V_q) \quad (17)$$

Condițiile inițiale la momentul $t=0$ se determină cu următoarele relații :

$$\begin{cases} E_{q0}=\dfrac{X_q}{U_0}\sqrt{P_0^2+\left(Q_0+\dfrac{U_0^2}{X_q}\right)^2} \\ \delta_0=\theta_0+\operatorname{arc\,tg}\dfrac{P_0}{Q_0+\dfrac{U_0^2}{X_q}} \\ I_{d0}=\dfrac{1}{U_0}(P_0\sin\delta_0+Q_0\cos\delta_0) \\ I_{q0}=\dfrac{1}{U_0}(P_0\cos\delta_0-Q_0\sin\delta_0) \end{cases} \quad (18)$$

Totodată se pot calcula valorile inițiale ale mărimilor inerțiale:

$$\begin{aligned} E_{f0} &= E_{q0} + (X_d - X_q) I_{d0} \\ E'_{q0} &= E_{f0} - \left(1 - \frac{X''_d}{X_d} - \frac{T}{T'_{d0}}\right) X_d \cdot I_{d0} \\ E''_{q0} &= E_{f0} - (X_d - X''_q) I_{d0} \\ E'_{d0} &= (X_q - X''_q) I_{q0} \end{aligned} \tag{19}$$

În concluzie, pentru integrarea sistemului de ecuații diferențiale (14), (15) și (16) și rezolvarea simultană a ecuațiilor algebrice (2), se parcurg următorii pași:

a. Prin măsurători în regimul permanent al mașinii sincrone — dinaintea perturbației — se determină puterile activă și reactivă la borne (P_0, Q_0) și valoarea tensiunii nominale (U_0).

b. Cu valorile determinate la pct. *a* se calculează E_{q0}, δ_0, I_{d0} și I_{q0} (relațiile 18).

c. Se calculează folosind relațiile (19) valorile inițiale ale variabilelor inerțiale E'_{q0}, E''_{q0} și E''_{d0} precum și valoarea tensiunii electromotoare de mers în gol E_{f0}.

d. Se anulează — pe toată durata scurtcircuitului — tensiunile pe cele două axe, $V_d = V_q = 0$.

e. Se calculează I_d și I_q cu ajutorul relațiilor (17).

f. Se presupune constantă variația curenților I_d și I_q pe durata unui interval, iar din sistemul format din ecuațiile (14, 15 și 16) se calculează primul set de valori inerțiale pe intervalul $t + \Delta t$).

g. Cu valorile inerțiale calculate la pct. *f* se reia de la pct. *e* procesul de calcul pentru următorul interval pînă în momentul deconectării scurtcircuitului.

5. Rezultate. Concluzii

Pentru exemplificarea metodei de integrare a trapezelor se consideră cazul unui generator sincron, care alimentează un consumator rezistiv (fig. 1). La un moment dat la bornele generatorului se produce un scurtcircuit trifazat net.

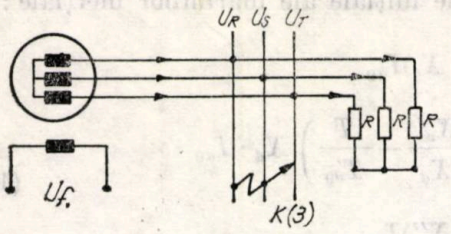


Fig. 1 — Schema de principiu a generatorului studiat cu scurtcircuit trifazat la borne, funcționînd în sarcină

Principalele caracteristici ale generatorului sincron sînt:

$P_n = 4$ kW;

$U_n = 400$ V; $I_n = 7{,}2$ A; $U_f = 60$ V; $I_{fn} = 2{,}2$ A.

$X_d = 44\ \Omega$; $X_q = 26\ \Omega$; $X_{df} = 250\ \Omega$; $R = 0{,}923\ \Omega$;

$$R_f = \frac{U_f}{I_{fn}} = 27{,}27\ \Omega.$$

Pentru estimarea valorilor constantelor de timp se aplică metoda corelatelor Gauss, explicată pe larg în [5]. Valorile obținute cu ajutorul programului ESTIM sînt:

$T'_d = 0{,}129$ s;

$T'_{d0} = 0{,}2348$ s; $T''_d = 0{,}0094$ s; $T''_{d0} = 0{,}012$ s;

$T''_q = 0{,}2$ s.

Datele de regim permanent (dinaintea scurtcircuitului) sînt:

$P_0 = 2520$ W, $Q_0 = 821$ var, $U_0 = 356{,}7$ V, $\theta_0 = 0{,}02$ rad.

Folosind aceste valori se calculează valorile inițiale ale variabilelor inerțiale cu relațiile (18) și (19):

$$E_{q0} = 455{,}24 \text{ V}; \quad \delta_0 = 0{,}475 \text{ rad.};$$

$$I_{d0} = 4{,}955 \text{ A}; \quad I_{q0} = 5{,}535 \text{ A};$$

$E_{f0} = 544{,}43$ V; $E'_{q0} = 449{,}15$ V; $E''_{q0} = 390{,}82$ V; $E''_{d0} = 71{,}89$ V.

Pentru obținerea valorilor tensiunilor tranzitorii și subtranzitorii E'_q, E''_q și E''_d la sfîrșitul perioadei de scurtcircuit, adică după $t=1, 2, 8$,

se efectuează integrarea conform etapelor din algoritmul descris în paragraful 4. Pasul de integrare ales este : $\Delta t = 0{,}004$ s.

Rezultatele obținute cu ajutorul programului TRAPEZ, scris în limbajul FORTRAN—IV, sînt redate în curbele din figura 2.

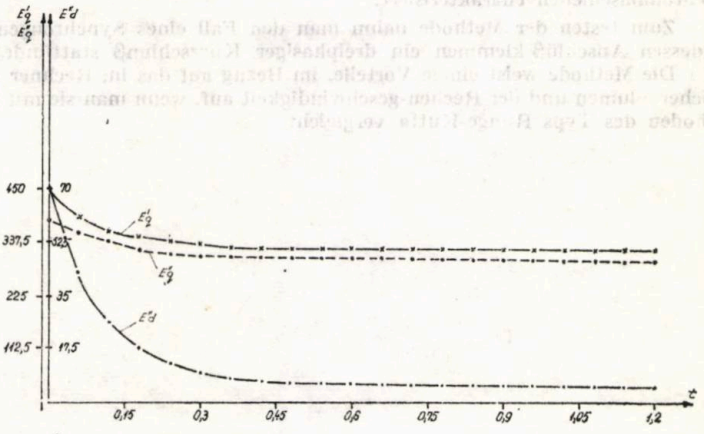


Fig. 2

În urma aplicării metodei de integrare se pot remarca comparativ cu metodele de tip Runge-Kutta și predictor-corector, următoarele avantaje :

— memoria ocupată în calculator este mai mică ;

— fiind o metodă numerică implicită (pentru calculul mărimilor inerțiale la pasul p se folosesc și valori ale mărimilor neinerțiale la același pas p) conduce la posibilitatea creșterii intervalului de integrare păstrînd precizia de calcul a celorlalte metode, care folosesc intervale de timp mult mai mici.

BIBLIOGRAFIE

1. *Potolea, E.*, Calculul regimurilor de funcționare ale sistemelor electroenergetice, București, Ed. tehnică, 1977.
2. * * * Technology assessment study of near term computer capabilities and their impact on power flow and stability simulation programs-Electric Power Research Institute — Final Report, California, 1978.
3. *Potolea, E., Eremia M., Crișciu, H.*, Utilizarea calculatoarelor numerice în studiul stabilității tranzitorii a sistemelor electroenergetice. București, Litografia IPB, 1980.
4. *Arie, A. A., Eremia, M., Indre, Gh., Biriș, M.*, Criterii de similitudine utilizate în modelarea sistemelor electrice, Bul. I.P.B seria Electrotehnică, tomul XLIII, no. 1, 1981.
5. *Eremia, M., Crișciu, H., Biriș, M.*, Aspecte privind stabilitatea tranzitorie a sistemelor electroenergetice cu referire la determinarea parametrilor mașinii sincrone și a metodelor de integrare. A doua Conferință a energeticienilor din România, 1980.

Anwendung der Trapetz — Methode beim integrieren diferentieller Gleichungen der Synchronmaschienen im Übergangsbetrieb

Die Arbeit beschreibt die Anwendungsweise der Trapetz — Methode, — eine numerische Integrierungsmethode, in der Lösung des Systems, gebildet aus algebrischen und diferentiellen Gleichungen, welches den Übergangsbetrieb der Synchronmaschienen charakterisiert.

Zum testen der Methode nahm man den Fall eines Synchrongenerators, an dessen Anschlüβ klemmen ein dreiphasiger Kurzschlunβ stattfindet.

Die Methode weist einige Vorteile, im Bezug auf das im Rechner besetzte Speichervolumen und der Rechen-geschwindigkeit auf, wenn man sie mit anderen Methoden des Typs Runge-Kutta vergleicht.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z.:62-52

AUTOMATICĂ

NEW AND SIMPLE PROOFS FOR STABILITY OF LINEAR PREDICTION MODELS

TORSTEN SÖDERSTRÖM, PETRE STOICA *

When the least squares method is used for fitting an AR model to a time series it is well known that the model is asymptotically stable, for a large number of data. Some new and simple proofs of this fact are given and an error in a published proof is pointed out. Extensions to the fitting of ARMA models with prediction error methods are discussed as well.

1. Introduction

The stability properties of models obtained by LS identification have recently received a certain attention. A first example concerns the linear prediction of time-series and another the spectral estimation with entropy methods. For such cases it is known, see e.g. [1], that the AR models obtained by LS method are always asymptotically stable. A third example where the stability property of LS models is essential refers to dynamic systems with a measurable input and originates in the convergence analysis of Steiglitz-McBride identification scheme [2]. The stability results for LS applied to dynamic systems was recently discussed in [5].
The proof of the stability properties for the time series case given in [1] is rather complicated. However, in [3] a simpler approach is taken. Roughly speaking the polynomial zeros instead of the coefficients are estimated. Unfortunately the simple "proof" of [3] is not correct as will be shown later. In this paper we will give two fairly direct and independent proofs. The first proof uses the basic idea quoted above of [3]. The other is based

Manuscript received 20 December 1980
* Professor, Uppsala University; Lecturer, Department of Automatic Control

on completely different grounds. A third proof which is extended to the multivariable case is given in [7]. Another proof can be found in [6]. In order to get a resonable complexity in the calculations we will limit ourselves to the case of an infinite number of data. Then sample covariances can under mild conditions be substituted with expected values, see e.g. [4].

2. Main result

Let $y(t)$ be a stationary non-degenerated process and consider that an autoregression is fitted to $y(t)$ by the LS method. This means that a polynomial of a given order

$$\hat{A}(q^{-1}) = 1 + \hat{a}_1 q^{-1} + \ldots + \hat{a}_{na} q^{-na}$$

is determined such that (for an infinite number of data)

$$E[\hat{A}(q^{-1}) y(t)]^2 = \min \tag{2.1}$$

The symbol q^{-1} used above denotes the backward shift operator, i.e. $q^{-1} y(t) = y(t-1)$ etc. We have the following result on the stability of $\hat{A}(q^{-1})$.

Theorem 2.1 The polynomial $\hat{A}(z)$, z being an arbitrary complex variable replacing q^{-1}, has all its zeros outside the unit circle (i.e. it is asymptotically stable) for any finite value of na.

Remark Note that the only requirement on $y(t)$ is that it is a stationary non-degenerated process. There is no assumption that the data in fact are generated as an AR process.

Proof We will present two independent proofs. They are considered to be substantially simpler than the proof given in [1]. The first proof is based on an idea of [3].

Proof A:

Assume that $\hat{A}(z)$ is factorized as follows

$$\hat{A}(z) = \hat{A}_1(z) \hat{A}_2(z)$$

where the degree of $\hat{A}_1(z)$ is m. Let $\hat{\theta}_1$ and $\hat{\theta}_2$ denote the coefficients of $\hat{A}_1(z)$ and $\hat{A}_2(z)$, respectively. We can write

$$\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2 = \arg \min_{\theta_1, \theta_2} E[A_1(q^{-1}) A_2(q^{-1}) y(t)]^2 \tag{2.2}$$

In (2.2) $A_1(z)$ and $A_2(z)$ are monic polynomials of degrees m and $na-m$, respectively, and θ_1, θ_2 are defined similarly to $\hat{\theta}_1$, $\hat{\theta}_2$. Consider now the case $m = 2$. Then the vectors θ_1 and θ_2 contain independent parameters and we can formulate the estimation problem (2.2) as below

$$\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2 = \arg \min_{\theta_2} \{\min_{\theta_1} E\,[A_1(q^{-1})\ A_2(q^{-1})y(t)]^2\} \tag{2.3}$$

(If we take $m = 1$ then (2.3) is no more valid since the complex valued zeros cannot vary independently. It was this fact that was neglected in [3]).

It is easy to show that the vector $\tilde{\theta}_1(\theta_2) \triangleq [\tilde{a}_{11}\ \tilde{a}_{12}]^T$ obtained by the inner minimization of (2.3) gives a stable polynomial $\tilde{A}_1(z;\theta_2) = 1 + \tilde{a}_{11}z + \tilde{a}_{12}z^2$ for any θ_2. Indeed after some straightforward calculations we get

$$\tilde{a}_{11} = \frac{r_1(r_2 - r_0)}{r_0^2 - r_1^2}$$

$$\tilde{a}_{12} = \frac{r_1^2 - r_0 r_2}{r_0^2 - r_1^2}$$

where $r_i \triangleq E\,[A_2(q^{-1})y(t)]\,[A_2(q^{-1})y(t-i)]$. The stability conditions

$$|\tilde{a}_{12}| < 1 \qquad \tilde{a}_{12} + \tilde{a}_{11} > -1 \qquad \tilde{a}_{12} - \tilde{a}_{11} > -1$$

can then be written as

$$r_0 - r_2 > 0$$

$$r_0^2 - 2r_1^2 + r_0 r_2 > 0$$

and are clearly fulfilled.

Now the assertion of the theorem follows easily if we take into account the fact that $\hat{A}_1(z) = \tilde{A}_1(z;\hat{\theta}_2)$ contains two *arbitrary* zeros of $\hat{A}(z)$.

Proof B:

It follows from (2.1) that $\hat{A}(z)$ fulfils the following (Yule-Walker) equations:

$$E\{[\hat{A}(q^{-1})y(t)]y(t-k)\} = 0 \quad k = 1, \ldots, na \tag{2.4}$$

Then we have

$$E\,[\hat{A}\,(q^{-1})y\,(t)]^2 = E\,[\hat{A}\,(q^{-1})y\,(t)\cdot A\,(q^{-1})y\,(t)] \tag{2.5}$$

for *any* monic polynomial $A\,(q^{-1})$ of degree na, which implies

$$E\,[A\,(q^{-1})y\,(t)]^2 = E\,[\hat{A}\,(q^{-1})y\,(t)]^2 + E\{[\hat{A}\,(q^{-1}) - A\,(q^{-1})]y\,(t)]\}^2 > \tag{2.6}$$

$$> E\{[\hat{A}\,(q^{-1}) - A\,(q^{-1})]y\,(t)\}^2$$

or equivalently

$$\int_{-\pi}^{\pi} \{|A\,(e^{i\omega})|^2 - |\hat{A}\,(e^{i\omega}) - A\,(e^{i\omega})|^2\}\Phi_y\,(\omega)\mathrm{d}\omega > 0 \tag{2.7}$$

In (2.7) $\Phi_y\,(\omega)$ denotes the spectral density of $y\,(t)$. A simple consequence of (2.7) is that the inequality

$$|A\,(e^{i\omega})|^2 > |\hat{A}\,(e^{i\omega}) - A\,(e^{i\omega})|^2 \tag{2.8}$$

must holds for any $A\,(z)$ and some values of ω.

The assertion of the theorem follows easily by contradiction. Thus, consider first the case when $\hat{A}\,(z)$ has a real zero inside or on the unit circle, i.e.

$$\hat{A}\,(z) = (1 + \alpha z)\hat{A}_1\,(z)$$

where $|\alpha| \geqslant 1$. Take $A\,(z) = (1 + az)\hat{A}_1\,(z)$. Then for any a we must have

$$|\hat{A}_1\,(e^{i\omega})|^2\{|1 + ae^{i\omega}|^2 - (\alpha - a)^2\} > 0 \tag{2.9}$$

for some ω (which may depend on a). However, e.g. for $a = 0$ (2.9) does not hold for any ω. Consequently all real valued zeros of $\hat{A}\,(z)$ are outside the unit circle.

Consider next the case when $\hat{A}\,(z)$ has two complex conjugate zeros α and α^* inside or on the unit circle, i.e.

$$\hat{A}\,(z) = (1 + 2\alpha_r z + |\alpha|^2 z^2)\hat{A}_1\,(z)$$

where $\alpha_r = \mathrm{Re}\,[\alpha]$ and $|\alpha|^2 \geqslant 1$. Take $A\,(z) = (1 + az)\hat{A}_1\,(z)$. Then (2.8) becomes

$$|\hat{A}_1\,(e^{i\omega})|^2\{|1 + ae^{i\omega}|^2 - |(2\alpha_r - a) + |\alpha|^2 e^{i\omega}|^2\} > 0 \tag{2.10}$$

which must be true for arbitrary a and some values of ω. However, for $a = \frac{2|\alpha|^2\alpha_r}{1+|\alpha|^2}$ we get after some straightforward calculations

$$|1 + ae^{i\omega}|^2 - |(2\alpha_r - a) + |\alpha|^2 e^{i\omega}|^2 = \frac{1-|\alpha|^2}{1+|\alpha|^2} [(1 + |\alpha|^2)^2 -$$

$$- 4\alpha_r^2] \leqslant \frac{1-|\alpha|^2}{1+|\alpha|^2} (1 - |\alpha|^2)^2 \leqslant 0$$

Thus it is concluded that also all complex-valued zeros of $\hat{A}(z)$ are outside the unit circle. ■

The ideas leading to the stability proofs for the AR model can in fact be generalized. Assume that an autoregressive moving average (ARMA) model is fitted to $y(t)$ by a prediction error method. The minimization problem of (2.1) then generalizes to

$$E\left[\frac{\hat{A}(q^{-1})}{\hat{C}(q^{-1})} y(t)\right]^2 = \min \tag{2.11}$$

(for an infinite number of data). In (2.11) the polynomials $\hat{A}(z)$ and $\hat{C}(z)$ are monic and of degree na respectively nc. In the minimization, $\hat{C}(z)$ must be restricted to have all zeros outside the unit disc, in order to assure an asymptotically stable filtering of the time series. The minimizing $\hat{A}(z)$ polynomial will then have all zeros outside the unit disc. The reason is simply that the coefficients of $\hat{A}(z)$ and $\hat{C}(z)$ are independent parameters in the optimization. The result on $\hat{A}(z)$ then follows just along the lines of proof A of Theorem 2.1. Again note that there is no detailed assumption made on the output $y(t)$. In particular it is not required that it is an ARMA process.

Conclusions

Two new, simple and independent proofs have been given for the stability of autoregressive models obtained by least squares identification. It was also shown that ARMA models fitted to a stationary time series with a prediction error method (essentially a non linear least squares method)- are asymptotically stable as well.

REFERENCES

1. *J. Makhoul*, Linear prediction : a tutorial review. Proc. IEEE, vol. 63, pp. 561—580, 1975.
2. *P. Stoica, T. Söderström*, The Steiglitz-McBride identification algorithm revisited — convergence analysis and accuracy aspects. IEEE Trans. Automatic Control, vol. AC—26, pp 712—717, 1981.
3. *S. W. Lang, J. H. MacLellan*, A simple proof of stability for all-pole linear prediction models. Proc. IEEE, vol. 67, pp. 860—861, 1979.
4. *T. Söderström*, Ergodicity results for sample covariances. Problems of Control and Information Theory, vol. 4, pp. 131—138, 1975.
5. *T. Söderström, P. Stoica*, On the stability of dynamic models obtained by least-squares identification. IEEE Trans. Automatic Control, vol. AC—26, pp 575—577, 1981.
6. *J.D. Markel, A.H. Gray*, Linear Prediction of Speech. Springer, Berlin 1976.
7. *P. Stoica, T. Söderström*, Stability properties of autoregressive models fitted to multivariable time series. Report UPTEC 81 55R, Uppsala University, Uppsala, Sweden, 1981.

Demonstrații noi și simple pentru stabilitatea modelelor liniare de predicție

Modelele autoregresive obținute prin metoda celor mai mici pătrate sînt bine-cunoscute de a fi asimptotic stabile cel puțin în cazul în care lungimea eșantionului de date staționare prelucrate tinde la infinit.

Scopul acestui articol este de a prezenta unele demonstrații noi și în același timp simple ale acestei proprietăți. Este, de asemenea, discutată extinderea rezultatului de stabilitate la modelele autoregresive și de medie alunecătoare obținute prin metode ale erorii de predicție.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z.: 681.3.04/0.6

CALCULATOARE

SIMULATOR PENTRU PLANIFICAREA PROCESELOR DE TIMP REAL

M. BALOMIRI, M. DOBRE, A. IONAȘEK, C. PÂRVU, L. RĂDULESCU, I. SCUMPU*

Dificultățile teoretice și practice legate de realizarea planificatoarelor de procese de timp real sînt bine cunoscute. Această situație impune și justifică simularea ca pe o unealtă valoroasă în proiectarea sistemelor de timp real.

Lucrarea de față propune un astfel de simulator care permite evaluarea unui sistem constînd din maximum 500 de procese suportate de o configurație multiprocesor.

Sistemul este destinat unor scopuri didactice, dar după cum rezultă din lucrare, cu anumite dezvoltări ulterioare el poate servi la proiectarea unor sisteme în timp real de mari proporții.

Introducere

Procesele de timp real (PTR) în sens propriu sînt (în accepțiunea noastră) acele procese pentru care satisfacerea unor restricții temporale este *determinantă și critică* pentru integritatea sistemului deservit.

Un planificator de procese în timp real este confruntat cu cerințe suplimentare față de cele convenționale privind cel puțin două aspecte:

— ciclul de viață al PTR este complex, nefiind reductibil la cele trei stări fundamentale ACTIV—AȘTEPTARE—PREGĂTIT;

— timpul de comutare este limitat (secvențele de comutare a stării proceselor sînt în general neintreruptibile, nereentrante și cu caracter

Manuscris predat redacției la data de 27 mai 1981

* Ing. IIRUC; Șef lucrări ing., Catedra calculatoare; Studenți

de regiune critică în raport cu structurile de date centrale ale sistemului; durata lor nu poate depăși o fracțiune mică din perioada procesului condus).

Politicile de planificare a resurselor care în general sînt simple în cazul proceselor convenționale, devin complexe în cazul PTR. Mai mult, se poate afirma că nu există o clasă de funcții de planificare care să garanteze integritatea celor mai generale clase de sisteme cu PTR.

Admițînd acest stadiu al problemei se impune investigarea indirectă, prin *simulare* a alternativelor de planificare.

În general un simulator de acest tip cuprinde:

— un limbaj de introducerea și descrierea proceselor;

— un limbaj de descriere a configurației de resurse;

— o politică de planificare (proprie simulatorului sau dată de utilizator).

Funcționare

Față de cele arătate mai sus precizăm că scopul simulatorului propus este limitat, acesta nepermițînd utilizatorului alegerea politicii de planificare ci doar modificarea cantitativă a politicii de bază a simulatorului.

Se realizează un sistem cu priorități dinamice dependente de:

— evoluția timpului de așteptare. PTR sînt, printre altele, definite de timpul maxim admisibil de așteptare pe fiecare resursă în parte și global;

— consumul de resurse prelevabile (o resursă prelevabilă poate fi luată în orice moment procesului ce o deține);

— consumul de resurse neprelevabile; o resursă neprelevabilă (dedicată) nu poate fi luată unui proces, ea devenind liberă numai prin eliberare de către proces.

Principiile de alocare a resurselor sînt:

a) Procesele acaparează resursele în ordinea priorității la trecerea prin planificator;

b) Un proces cu toate cererile de resurse satisfăcute este trecut în starea ACTIV;

c) Procesul activ (PA) eliberează o resursă prelevabilă cînd se îndeplinește disjunctiv una din condițiile:

— timpul de lucru cu resursa respectivă s-a epuizat;

— apare o cerere pentru această resursă dintr-un proces prioritar;

d) PA eliberează o resursă neprelevabilă (dedicată) numai la epuizarea timpului de lucru al procesului cu resursa respectivă;

e) Recalculul priorității proceselor se face

— la eliberarea unei resurse neprelevabile

— la o cuantă de timp indicată opțional de utilizator;

f) Un proces care nu are satisfăcute toate cererile de resurse este în AȘTEPTARE;

g) Dacă un proces care deține resurse neprelevabile solicită resurse suplimentare, atît prelevabile cît și neprelevabile, el este considerat ca deținînd prioritate maximă față de cererile de resurse neprelevabile și cu prioritate minimă față de cererile de resurse prelevabile (un exemplu este prezentat în ANEXA B);

h) Principiul de acordare a priorităţilor este (exprimat empiric) „un proces care deţine resurse neprelevabile dar este în aşteptare trebuie promovat". Aceasta duce la o potenţială eliberare a resurselor şi deci la activarea proceselor în aşteptare.

i) Prioritatea procesului creşte pe măsura epuizării timpului de aşteptare. Aceasta conduce la un răspuns imediat subcritic al sistemului cu stimularea unui trafic ridicat de procese în sistem;

j) Un proces care epuizează timpul de aşteptare admisibil este eliminat din sistem. Aceasta se constituie într-un eveniment. Într-o atare situaţie, politica de planificare implementată *nu* satisface constrîngerile sistemului.

Situaţia poate deriva din

— limitarea intrinsecă a maşinii, ceea ce impune o reconfigurare a arhitecturii sistemului,

— o politică neadecvată sarcinii de PTR curente.

Statisticile globale şi pe fiecare resursă în parte permit utilizatorului să decidă între cele două alternative de eşec.

Un exemplu de alocare a resurselor este prezentat în ANEXA A.

Se impun următoarele observaţii:

— Pe „termen scurt" este posibilă apariţia unui blocaj din cauza proceselor care aşteaptă resurse deţinute de alte procese în aşteptare.

— Pe „termen lung" o atare situaţie se elimină prin scoaterea proceselor ce îşi epuizează timpul de aşteptare. Această opţiune se justifică prin simplitate.

Evitarea blocajelor ar fi condus la susţinerea în regim critic a unor algoritmi de prevenire care, se ştie, conduc la coeficienţi de ocupare reduşi.

4 Aspecte de implementare

Implementare

Procesele apar în sistem sub forma unor descriptori, ce sînt introduşi într-un fişier, ca şi cozile la resurse dealtfel.

Comunicarea cu informaţiile din fişiere se face prin intermediul unor structuri de date rezidente în memorie.

Utilizatorul poate specifica o serie de opţiuni în ceea ce priveşte introducerea proceselor în sistem şi de autocorectare a configuraţiei de resurse. Dacă se doreşte configuraţie fixă, se poate specifica reintroducerea proceselor terminate anormal, din starea lor iniţială.

Recalcularea priorităţii la fiecare moment de timp conduce la stabilirea unei configuraţii economice de resurse, în timp ce recalcularea priorităţilor după intervale de timp specificate opţional de către utilizator sau la producerea unor evenimente în sistem duce la servirea pînă la sfîrşit a cît mai multor procese.

Simulatorul a fost implementat pe calculatorul Coral 4011. Pentru a permite proiectantului să intervină în timpul execuţiei simulatorului, s-a prevăzut un task paralel ce poate primi comenzi de la consolă. Cele două taskuri comunică prin intermediul semafoarelor şi primitivelor de comunicaţie oferite de sistemul de operare RSX 11M. Prin comenzi recunoscute de către taskul de comandă operatorul are posibilitatea să modi-

fice starea sistemului. Se poate modifica structura de resurse a sistemului sau structura proceselor.

Dacă utilizatorul dorește modificarea structurii de resurse a sistemului, în cazul în care apar procese nesatisfăcute sistemul poate completa configurația astfel încît procesele respective să fie terminate normal.

Utilizare

Utilizatorul poate fie să introducă propria configurație de procese, fie să indice distribuția probabilistică de generare a acesteia de către sistem.

Pentru descrierea unui proces se specifică:

— timpul critic de stat în sistem
— timpul de așteptare critic la procesor
— momentele de ocupare ale resurselor
— timpul de lucru efectiv cu resursa
— timpul de așteptare critic la resurse.

Indiferent de modul de introducere a proceselor, utilizatorul trebuie să indice configurația sistemului simulat:

— numărul de procesoare
— numărul de resurse prelevabile
— numărul de resurse neprelevabile.

Ieșirile constau din:

— statistici asupra ocupării resurselor și procesoarelor, cît și procentajul proceselor servite și neservite în cazul cînd utilizatorul specifică o anumită configurație fixă a sistemului;

— indicarea configurației optime (număr procesoare și resurse din fiecare tip)

— informații opționale:

— date despre procesele servite (timpi de ocupare și nefolosire a resurselor)

— date despre procesele neservite și cauzele neservirii (tipul de resursă insuficientă care determină ieșirea din sistem, timpii de folosire a resurselor, etc.)

Concluzii

Utilizarea simulatorului în proiectarea sistemelor cu PTR reduce costul și crește viteza de elaborare a soluțiilor.

Acesta constituie un bun instrument de comunicare între specialistul din domeniul deservit și proiectantul sistemului. Verificarea specificațiilor și a ipotezelor de proiectare devine posibilă apriori existenței sistemului proiectat.

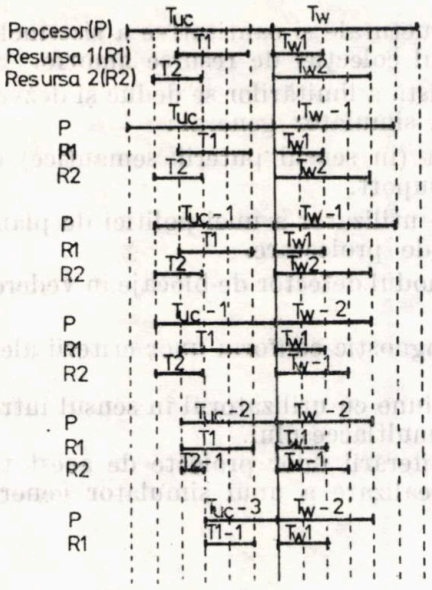
Versiunii actuale îi sînt proprii anumite limitări de principiu:

— politica de planificare a resurselor este particulară și modificabilă doar în sensul unor parametri cantitativi;

— politica de planificare nu previne (în principiu) blocajele; ea se bazează pe premiza că un sistem cu procese cunoscute le elimină prin proiectare;

ANEXA A

EVOLUTIA UNUI PROCES IN TIMP



Starea initiala a procesului : proces in coada la procesoare

Proces in start

Proces in wait
R2 nu e disponibila

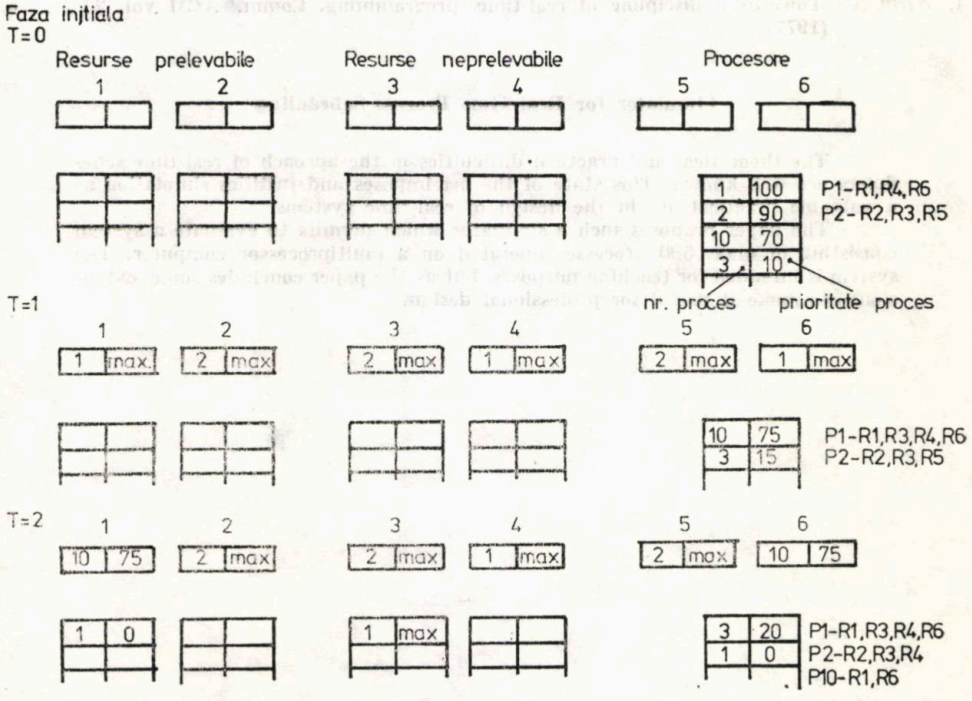
Proces in start
P + R2 disponibile

——— ,, ———

Proces in start
R2 este eliberata

ANEXA B

DINAMICA PRIORITATILOR, ALOCAREA SI DEALOCAREA RESURSELOR



— descrierea evoluției secvențiale individuale a proceselor este simplificată luînd în considerație numai o anume clasă de evenimente (acaparare-eliberare de resurse și prelucrări la nivel procesor);

— posibilitatea unei descrieri structurale și cantitative a sistemelor gazdă este limitată la modelul colecției de resurse amorfe.

Din această trecere critică în revistă a limitărilor se deduc și dezvoltările ce se impun pentru a obține un simulator general:

— Definirea unui limbaj eficient (în sensul puterii semantice) de descriere a proceselor și sistemelor suport.

— Posibilitatea definirii de către utilizator a unei politici de planificare corespunzătoare opțiunii sale de proiectare.

— Cuplarea la simulator a unui modul detector de blocaje în vederea unei depanări asistate.

— Conceperea unei funcții de diagnostic conform unor criterii alese de utilizator.

— Creșterea nivelului de interacțiune cu utilizatorul în sensul introducerii unui regim pas cu pas și al multiaccesului.

Apreciem că în perspectiva proliferării unor proiecte de acest tip se justifică efortul de proiectare și realizare a unui simulator general (în sensul concluziilor de mai sus).

BIBLIOGRAFIE

1. *Coffman E. G., Denning P. J.*, Operating Systems Theory. Prentice-Hall Inc. (1973).
2. *Ferrari D.*, Computer Systems Performance Evaluation. Prentice-Hall Inc. (1978).
3. *Hansen P. B.*, Operating System Principles. Prentice-Hall Inc. (1974).
4. *Wirth N.*, Towards a discipline of real-time programming. Comm. ACM vol. 20 No. 8 (1977).

Simulator for Real-Time Process Scheduling

The theoretical and practical difficulties in the aproach of real-time schedulers are well known. This state of the art imposes and justifies simulation as a valuable practical aid in the design of real-time systems.

The paper proposes such a simulator which permits to evaluate a system consisting of max. 500 processes operated on a multiprocessor computer. The system is intended for teaching purposes, but as the paper concludes some extensions can make it useful for professional design.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 3

C.Z. :681.3.04/06

ASML-LIMBAJ DE DEFINIRE A MODELELOR CIRCUITELOR SECVENȚIALE

CRISTIAN TĂNĂSESCU*

Lucrarea prezintă un model pentru circuitele logice secvențiale și posibilitatea utilizării lui în sinteză și simulare, pentru descrierea căruia s-a proiectat și implementat limbajul ASML.

Introducere

Articolul tratează tehnica alcătuirii modelelor circuitelor secvențiale, folosind conceptul de Mașină Algoritmică de Stare ASM. Clare arăta în [5] că Mașina Algoritmică de Stare poate fi identificată în limbajul automatelor secvențiale ca un automat Mealey. Acest model conține elementele necesare pentru a descrie comportarea oricărui modul dintr-un sistem logic. În figura 1 se disting trei elemente ale modelului general :

— funcția stare următoare (schema logică combinațională)
— stare (registru de stare)
— funcția de ieșire (schema logică combinațională)

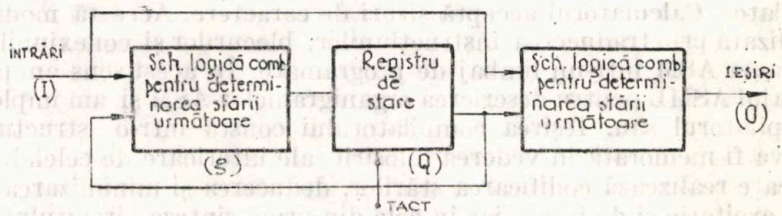


Fig. 1. Model pentru ASM.

Modelul general al mașinii de stare este descris de următoarele ecuații :

$$Q((n+1)T) = q(Q)(nT), I(nT))$$
$$0(nT) = f(Q(nT), I(nT))$$

Urmărind utilizarea acestui model în proiectare, Clare folosește organigrama ASM pentru descrierea funcționării unui automat secvențial. Organigrama ASM conține trei elemente de bază :

Manuscris predat redacției la data de 13 mai 1980
* Ing. Centrul de calcul — IRNE Pitești

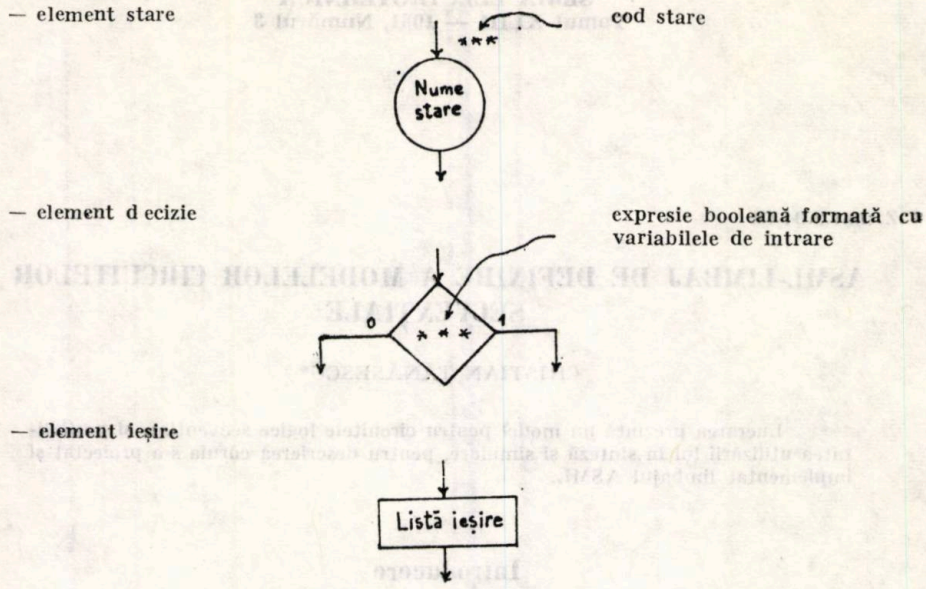


Fig. 2. Gramatica LL (1) a limbajului ASML

Un bloc ASM este o structură care conţine un element stare şi o reţea de elemente de decizie şi ieşire. Blocul ASM are o intrare şi o ieşire sau mai multe, în funcţie de structura elementelor de decizie şi descrie funcţionarea maşinii de stare pentru un interval de tact.

Descrierea limbajului ASML

Utilizarea calculatorului în proiectare şi eventual în simulare necesită modificarea descrierii funcţionării maşinii de stare într-o formă acceptată de calculator. Calculatorul acceptă şiruri de caractere. Această modificare este realizată prin traducerea instrucţiunilor, blocurilor şi conexiunilor din organigrama ASM într-un limbaj de programare. În acest sens am proiectat limbajul ASML pentru descrierea organigramelor ASM şi am implementat compilatorul său. Ieşirea compilatorului constă într-o structură de date ce va fi memorată în vederea folosirii sale ulterioare de celelalte proceduri, care realizează codificarea stărilor, deducerea şi minimizarea ecuaţiilor de excitaţie şi de ieşire, iar în cele din urmă sinteza circuitului.

În continuare ne vom ocupa numai cu descrierea limbajului ASML şi a structurilor de date generate după compilarea unui text scris în acest limbaj. Gramatica LL (1) a limbajului ASML este prezentată în figura 2, Se observă că ASML este un limbaj de tip ALGOL. Textul sursă, introdus pe cartele sau de la un terminal, începe şi se termină cu două cuvinte speciale START şi respectiv END.

<program> : : = START < corp program> END
< corp program> : : = < instrucţiune> ; < set instrucţiuni>
< instrucţiune> : : = < id. stare> < lista ieşiri necond.> < parte instrucţiune>
< set instrucţiuni> : : = < instrucţiune> ; < set instrucţiuni> |Λ
< lista ieşiri necond.> : : = (< listă ieşiri>)| Λ
< parte instrucţiune> : : = < parte instrucţiune fără decizie>
|< parte instrucţiune cu decizie>

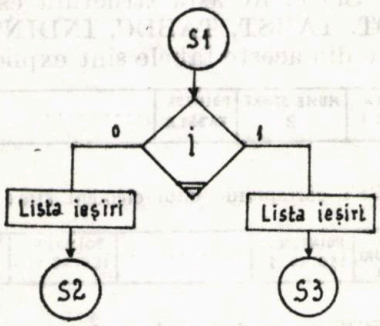
< lista ieşiri> : : = < id. ieşire> < parte listă ieşiri> | Λ
< parte instrucţiune fără decizie> : : = GOTO < id. stare>
< parte instrucţiune cu decizie> : : = IF < id. intrare> THEN < lista ieşiri cond.>
< expresie conectoare> ELSE
< lista ieşiri cond.> < expresie conectoare>
| COND < id. intrare.> THEN < id. stare>
ELSE < id. stare>
< parte listă ieşiri> : : = , < id. ieşire> < parte listă ieşiri> | Λ
< listă ieşiri cond.> : : = (< listă ieşiri>)|Λ
< expresie conectoare> : : = < id. stare> | < parte instrucţiune cu decizie>
< id. stare> : : = < identificator>
< id. ieşire> : : = < identificator>
< id. intrare> : : = <identificator>
< identificator> : : = < litera> < parte identificator>
< parte identificator> : : = < litera> < parte identificator>
|< cifra> < parte identificator> |Λ
< litera> : : = A| B| C| . . . | Z
< cifra> : : = 0| 1| 2| 3| 4| 5| 6| |7 |8 |9

Între aceste marcaje se introduc instrucţiuni, care încep cu identificator stare şi se termină cu ;

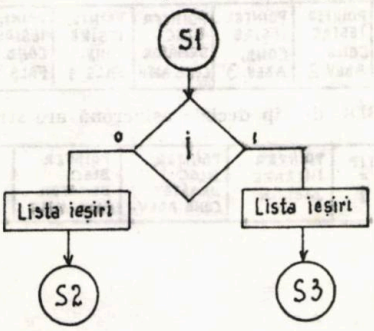
Instrucţiunile sînt de trei tipuri :

— instrucţiune fără decizie pentru descrierea modulului

— instrucţiune cu decizie sincronă pentru descrierea modulului :



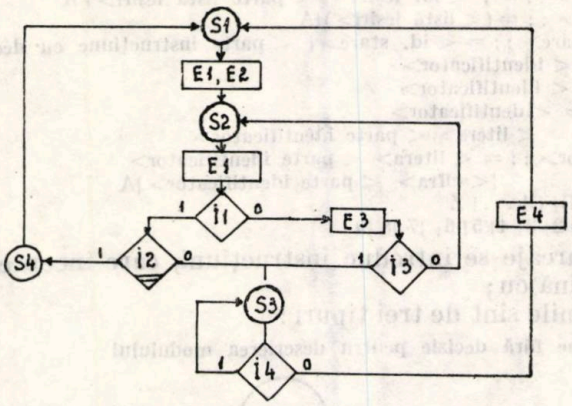
— instrucţiune cu decizie asincronă pentru descrierea modulului :



Se observă că sinteza limbajului respectă condițiile impuse unei organigrame ASM precum :

— după o decizie asincronă nu poate urma o alta decizie ;
— după o decizie asincronă nu se poate activa nici o ieșire ;
— este permisă înlănțuirea mai multor decizii sincrone ;

Să considerăm spre exemplificare următoarea organigramă ASM ;



Descrierea organigramei în ASML este următoarea :

```
START
S1 (E1, E2) GOTO S2 ;
S2 (E1) IF I1 THEN COND 12 THEN S4 ELSE S3
        ELSE (E3) IF I3 THEN S3 ELSE S2 ;
S3 COND I4 THEN S3 ELSE (E4) S1 ;
S4 GOTO S1 ;
END
```

Structura de date ce se va genera după compilarea unui text în ASML constituie un model de simulare pentru calculatorul numeric al Mașinii Algoritmice de Stare. Această structură este formată din următoarele tabele : INDST, TABST, TABDC, INDINT, INDOUT. Tipurile de înregistrări în fiecare din aceste tabele sînt explicitate mai jos :

NR. STĂRI (M)	NUME STARE 1	POINTER TABST 1	NUME STARE 2	POINTER TABST 2	.....	NUME STARE M	POINTER TABST M

— TABST

O înregistrare în TABST corespunde unui element stare și are structura :

TIP = 0	COD	NR. IEȘIRI n	POINTER IEȘIRE 1	.....	POINTER IEȘIRE n	POINTER BLOC URMATOR

— TABDC

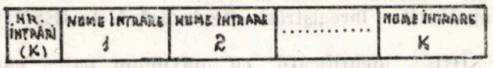
O înregistrare în TABDC de tip decizie sincronă are structura :

TIP = 2	POINTER INTRARE DECIZIE	POINTER IEȘIRE COND. ADEV. 1	POINTER IEȘIRE COND. ADEV. 2	POINTER IEȘIRE COND. ADEV. 3	POINTER BLOC URMĂTOR COND. ADEV.	POINTER IEȘIRE COND. FALS 1	POINTER IEȘIRE COND. FALS 2	POINTER IEȘIRE COND. FALS 3	POINTER BLOC URMĂTOR COND. FALS

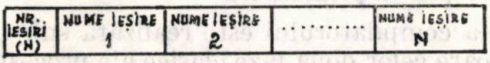
O înregistrare în TABDC de tip decizie asincronă are structura

TIP = 1	POINTER INTRARE DECIZIE	POINTER BLOC URMĂTOR COND. ADEV.	POINTER BLOC URMĂTOR COND. FALS

— INDINT



— INDOUT



INDST — este un index de stări, care are ca primă înregistrare :
NR. STĂRI — numărul total de stări.
Urmează apoi atîtea înregistrări cîte indică NR. STĂRI, fiecare fiind formată din două cîmpuri :
NUME STARE — identificator cu maximum patru caractere.
POINTER TABST — adresa în TABST unde este descrisă starea respectivă.

TABST — este o colecție de înregistrări de tip stare. O înregistrare de tip stare, care poate avea o lungime variabilă, se caracterizează prin următoarele cîmpuri :
TIP—0
COD — conține codificarea asignată stării (se completează într-o fază ulterioară).
NR. IEȘIRI — numărul ieșirilor activate în starea respectivă
POINTER IEȘIRE i-adresa în INDOUT a ieșirii i (i = 1, NR. IEȘIRI).
POINTER BLOC URMATOR— adresa către blocul următor. Poate fi o adresă în INDST dacă urmează o stare sau o adresă în TABDC dacă urmează o decizie.

TABDC — este o colecție de înregistrări de două tipuri :
Înregistrarea de tip decizie sincronă, ce se caracterizează prin cîmpurile :
TIP—1
POINTER INTRARE DECIZIE — adresa intrării în INDINT.
POINTER BLOC URMĂTOR COND ADEV — adresa către blocul următor, care trebuie să fie o stare, deci o adresă în INDST, pentru cazul cînd intrarea testată ia valoarea logică „1".
POINTER BLOC URMĂTOR COND FALS — idem, pentru cazul cînd intrarea testată ia valoarea logică „0".
Înregistrarea de tip decizie sincronă, ce se caracterizează prin cîmpurile :
TIP—2
POINTER INTRARE DECIZIE — adresa intrării în INDINT.
POINTER IEȘIRE COND ADEV i — adresa ieșirii i în INDOUT, care este activată cînd intrarea ia valoarea logică „1" ($1 \leqslant i \leqslant 3$). Dacă există mai multe ieșiri se semnalează eroare. Dacă există mai puțin de trei ieșiri activate, cîmpurile respective se completează cu „0".
POINTER BLOC URMĂTOR COND ADEV — adresa către blocul următor pentru cazul cînd intrarea testată ia valoarea logică „1". Poate fi o adresă în INDST, dacă urmează o stare, sau o adresă în TABDC, dacă urmează o decizie.
POINTER IEȘIRE COND FALS i — similar ca pentru POINTER IEȘIRE COND ADEV i pentru cazul cînd intrarea testată ia valoarea logică „0".
POINTER BLOC URMĂTOR COND FALS — similar ca pentru POINTER BLOC URMĂTOR COND ADEV, pentru cazul cînd intrarea ia valoarea logică „0".

INDINT — este indexul intrărilor, care are ca primă înregistrare :
NR. INTRĂRI — numărul total al intrărilor.
Urmează apoi atîtea înregistrări cîte indică NR. INTRĂRI, conținînd un singur cîmp :
NUME INTRARE — identificator cu maximum patru caractere.

INDOUT — este indexul ieşirilor, care are ca primă înregistrare:
NR. IEŞIRI — numărul total al ieşirilor.
Urmează apoi atîtea înregistrări cîte indică NR. IEŞIRI, conţinînd un singur cîmp:
NUME IEŞIRE — identificator cu maximum patru caractere.

Consideraţii asupra implementării

Implementarea compilatorului este realizată sub forma a două proceduri corespunzătoare celor două faze clasice ale procesului de compilare analizorul sintactic şi generatorul de cod. Analizorul sintactic utilizează un algoritm de analiză top-down de tip LL(1). Analizorul lexical este comandat de analizorul sintactic şi recunoaşte următoarele unităţi lexicale: *identificator*, ,'(','), ' ; ', ', ', 'IF', 'GOTO', 'THEN', 'ELSE', 'COND', 'START', 'END'. Ieşirea analizorului sintactic, pentru un text corect în ASML, este formată din tabela de simboluri şi un cod intermediar. Acestea constituie intrări în generatorul de cod, care produce la ieşirea sa structura de date ce constituie un model de simulare al Maşinii de Stare. Această fază este implementată folosind conceptul de 'automat cu atribute', concept introdus în 1975 de Lewis şi Rosenkrantz pentru implementarea gramaticilor de atribute. Automatul cu atribute este o extensie a automatului finit clasic, în sensul că tranziţiile sînt determinate nu numai de simbolul de la intrare, ci şi de valorile unor atribute. Actualizarea valorilor atributelor şi generarea structurii de date sînt realizate de nişte rutine ce poartă numele de acţiuni semantice.

Caracteristicile limbajului ASML în această implementare sînt:
— textul sursă se scrie pe cartele din coloana 1 pînă la coloana 80 şi este liber de format.
— blankurile sînt nesemnificative.
— numărul maxim de stări: 128.
— numărul maxim al variabilelor de intrare: 128.
— numărul maxim de variabile de ieşire: 128.

Concluzii

Rezultatele prezentate în această lucrare se înscriu pe linia eforturilor de a asigura proiectarea asistată de calculator a circuitelor logice. În acest sens am construit un model de simulare, pentru calculatorul numeric al Maşinii Algoritmice de Stare. Procedura care construieşte acest model primeşte la intrare organigrama ASM. Pentru aceasta a fost necesar să se dezvolte un limbaj de descriere al organigramei ASM şi compilatorul său. Modelul obţinut poate să fie folosit atît în proiectare cît şi în simulare. Menţionăm că simularea cu calculatorul garantează organigrama ASM doar din punct de vedere logic, nu şi electric.

BIBLIOGRAFIE

1. *Aho, A., Ullman, J.*, The Theory of Parsing, Translation and Compiling, Prentice Hall, New Jersey, 1972.
2. *Clare, C.*, Designing Logic Systems Using State Machines, Mc Grow Hill, New York, 1973.
3. *Gries, D.*, Compiler Construction for Digital Computers, Wiley, New York, 1971.
4. *Tănăsescu, C., Neamţu, M.*, Proiectarea automată a circuitelor logice secvenţiale, comunicare la a XIV-a Conferinţă naţională a cercurilor ştiinţifice studenţeşti, secţia 1-a, Iaşi, 1978.

ASML — a Definition Language for Secquential Logic Systems

A model for secquential logic systems to be used in design or simulation is examined. A language to describe this model was designed and implemented.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI SERIA ELECTROTEHNICĂ

apare trimestrial, în continuarea vechilor periodice ştiinţifice : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" şi „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti".

Organizat pe baze noi, el reflectă în primul rînd activitatea ştiinţifică a corpului didactic din institut. În limita spaţiului disponibil, se pot publica şi lucrări ştiinţifice ale colaboratorilor din afara institutului.

Corespondenţa privind articolele, schimburile de publicaţii şi abonamentele se fac pe adresa institutului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI РАЗДЕЛ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Выходит четыре раза в год, являясь продолжением прежних научных периодичесхих журналов, „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliqués", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" и „Buletinul Institutului Politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti".

Составленный на новых основах, он отражает в первую очередь научную деятельность преподавательского состава Бухарестского политехнического института. В пределах возможностей будут опубликоваться и научно-исследовательские работы специалистов извне.

Переписка, обмен периодическими изданиями и подписка производятся по адресу института.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI ELECTROTECHNICS SERIES

The Bulletin is issued quarterly, continuing the old scientific periodicals : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" and „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti".

Organized on a new basis, it primarily reflects the scientific activity of the academic staff from Institute. Researchers from outside the institute can also publish their papers within the available space.

The correspondance regarding the articles, change of publications and subscriptions are sent to the following address.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI SÉRIE ÉLECTROTECHNIQUE

parait tous les trois mois, continuant les anciens périodiques scientifiques : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" et „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti".

Organisé sur de nouveaux principes il reflète tout d'abord l'activité scientifique du corps enseignant de l'Institut. Dans la limite de l'espace disponible on peut y publier aussi les travaux scientifiques des collaborateurs de l.extérieur.

L'adresse pour la correspondance concernant les articles, les échanges de publications et les abonnements est :

Adresa:

INSTITUTUL POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI ROMÂNIA

Splaiul Independenţei nr. 313
Căsuţa Poştală nr. 2356
(pentru Buletinul Institutului)
Seria Electrotehnică

1982 APR 2 7

Lei 20

F1130/2

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI

SERIA ELECTROTEHNICĂ

TOMUL XLIII NUMĂRUL 4 ANUL 1981
OCTOMBRIE–DECEMBRIE

COMITETUL DE REDACȚIE

REDACTOR RESPONSABIL : Academician *Radu Voinea*

MEMBRII : Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* (redactor responsabil adjunct) ; Conf. dr. ing. *Cornel Berbente ;* Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Buzdugan*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Cartianu*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; Prof. dr. ing. *Sergiu Călin* (secretar științific) ; Prof. dr. docent ing. *Virgil Constantinescu ;* Prof. dr. ing. *Alexandru Dănescu ;* Prof. dr. ing. *Gleb Drăgan ;* Prof. dr. ing. *Octavian Floarea ;* Prof. dr. ing. *Julieta Florea ;* Prof. dr. ing. *Nicolae Geru ;* Prof. dr. ing. *Berthold Grünwald ;* Prof. dr. *Ion Grădișteanu ;* Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan ;* Prof. ing. *Jean Moncea ;* Academician *Ecaterina Ciorănescu Nenițescu ;* Prof. dr. docent ing. *Florea Oprea ;* Prof. dr. ing. *Aurel Oprean ;* Prof. dr. ing. *Mircea Petrescu ;* Prof. dr. ing. *Ion Popescu ;* Conf. dr. ing. *Mircea Radeș ;* Prof. dr. ing. *Marin Rădoi ;* Conf. dr. ing. *Sorin Roșca ;* Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu ;* Prof. dr. *Octavian Stănășilă ;* Prof. dr. ing. *Voicu Tache ;* Prof. dr. docent ing. *Ion Teoreanu ;* Prof. dr. docent ing. *Andrei Țugulea ;* Prof. dr. ing. *Silvia Vacu ;* Prof. dr. docent *Rodica Vilcu.*

Editor : Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" București. Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10. România, Căsuța poștală 2356
TELEX 10.490 PIBUH

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper trough ILEXIM import-export press, 13 Decembrie St. Nr. 3, P.O.B. 2001, telex 011226, Bucharest ROMANIA

OROSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONTI KÖNYVTÁR 1883

Sumar

V. Breazu, O. Stănăşilă
O generalizare a teoremei lui Kleene şi aplicaţii în programarea structurată . . . 7
V. Dumitraş
Forme diferenţiale invariante în spaţii cu conexiuni 11

★

Cornelia Moţoc, C. Roşu, R. Mitroi, Carmina Bălţatu
Efectul Kerr în colesteril 2b(etoxi-etoxi)etil carbamat 15
D. Iordache, D. Alexandriu
Asupra unor criterii de apreciere a compatibilităţii unor relaţii semiempirice cu rezultatele experimentale 19
Maria Honciuc, Ileana Rusu
Manifestarea de cristal lichid a unor filme lipidice la interfaţă apă-aer 23
Iuliana Cuculescu
Variaţia periodică a birefringenţei în mixturi colesterice compensate 27
M. Cilea, Gabriela Cone, C. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda
Contribuţii în studiul laserilor cu vapori metalici cu catod cavitar 31

★

C. Bălă
Cîmpul electromagnetic al bobinelor cilindrice ecranate 37
Al. Timotin, D. Cristescu
Integrarea numerică a ecuaţiilor de propagare cu parametri lineici tranzitori şi capacitate neliniară 43
D. Stanomir
Asupra ecuaţiilor de evoluţie ale circuitelor electrice neliniare şi reciproce 51

★

G. Cartianu
Asupra criteriului de stabilitate a unui sistem în vecinătatea condiţiilor limită 55
Adelaida Mateescu
Estimarea parametrilor statistici ai reţelelor de transmitere a datelor prin canal dirijat cu trafic redus 61
G. Rulea
Studiul rezonatorului dielectric de tip placă prin metoda reflexiilor 67
O. Iancu, S. Vasilescu, P. Şchiopu, I. Ileană, G. Bănoiu
Dispozitive electronice cu unda elastică de suprafaţă 73
A. D. Preda, L. Stanciu
Detecţia semnalelor prin intercorelaţie 77
D. Dascălu, T. Tebeanu, N. Marin
Oscilatoare de microunde cu semiconductoare utilizate în transmisia de date . . . 81
A. Spornic, I. Costea
Sistem de recepţie a microundelor modulate în impulsuri 87

★

G. Drăgan, I. Lungu
Asupra caracteristicii tensiune sarcină în cazul descărcării corona de impuls în jurul conductoarelor 95
I. Purica
Un nou principiu în conversia energiei 101
Marilena Ungureanu, D. Cristescu
Cercetări teoretice şi experimentale privind perturbarea electromagnetică a mediului înconjurător de către liniile electrice aeriene 105
M. Eremia, H. Crişciu
Analiza modală în studiul stabilităţii la mici perturbaţii a sistemelor electromagnetice 111

P. Postolache
Perturbații acustice produse de liniile electrice de înaltă tensiune. Probleme de proiectare 115

★

S. Călin, Gh. Petrescu
Posibilități oferite de metoda proiectării directe în domeniul timp a sistemelor numerice de reglare 119
I. Catană
Amplificatoare electrohidraulice cu reacții funcționale 123
V. M. Cătuneanu, A. Mihalache
Fiabilitatea în microelectronică. Previziuni și confirmări 129
V. Panaite
Un indicator al capacității de funcționare a aparatelor electrice de comutație . . . 133
D. F. Lăzăroiu
Contribuții privind studiul fiabilității sistemelor optoelectronice de transmisie de date 139

★

A. Petrescu
Sistem de calcul asociativ pentru prelucrarea imaginilor 143
C. Zervos
Asupra verificării corectitudinii relației de sincronizare „producător-consumator" în programele paralele 149
C. Dinculescu, N. Dănilă, I. Prisecaru, N. Stan
Modelarea matematică a regimurilor termice tranzitorii în echipamentele centralelor nucleare electrice 155
I. Gh. Carabogdan, C. Brătianu
Proiectarea asistată de calculator în realizarea clădirilor de locuit cu elemente tipizate 161

★

I. Șerbănescu, S. Lanescu
Creativitatea social-politică — principală modalitate de depășire a dogmatismului 165

Summary

V. Breazu, O. Stănăşilă
A Generalization of Kleen's Theorem 7
V. Dumitraş
Invariants Differential Forms in Affinely Connected Spaces 11

★

Cornelia Moţoc, C. Roşu, R. Mitroi, Carmina Bălţatu
Kerr Effect in Cholesteril 2b(Ethoxy-Ethoxy) Ethyl Carbamate 15
D. Iordache, D. Alexandriu
On Some Criteria which Allow the Examination of the Compatibility of Some Semiempirical Relations in Respect to Experimental Results 19
Maria Honciuc, Ileana Rusu
The Liquid Crystal Behaviour of Some Lipid Films at the Water-Air Interface 23
Iuliana Cuculescu
Periodical Change of Birefringence in Cholesteric Compensate Mixtures 27
M. I. Cilea, Gabriela Cone, C. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda
Contributions to the Study of the Hollow Cathode Metal Vapour Laser 31

★

C. Bălă
The Electromagnetic Field of Shielded Cylinder Coils 37
Al. Timotin, D. Cristescu
Numerical Integration of the Propagation Equations with Transient Parameters and Non-linear Capacity 43
D. Stanomir
On the Equations of Nonlinear Reciprocal Networks 51

★

Gh. Cartianu
On the Criterion of a System Stability on the Proximity of Limit Conditions . . . 55
Adelaida Mateescu
Estimation of Statistical Parameters for Data Transmission Networks with Directed Channel and Low Traffic 61
G. Rulea
Dielectric Plate Resonator Analysis by Reflexion Method 67
O. Iancu, S. Vasilescu, P. Şchiopu, I. Ileană, G. Bănoiu
Elastic Surface Wave Devices 73
A. D. Preda, L. Stanciu
Intercorrelation Method for Signal Detection 77
D. Dascălu, T. Tebeanu, N. Marin
Solid-State Microwave Oscillators for Data Transmission 81
A. Spornic, I. Costea
Receiver System of Pulse-Modulated Microwaves 87

★

G. Drăgan, I. Lungu
About the Voltage-Charge Characteristic in the Case of Corona Impulse Discharge around the Conductors 95
I. Purica
A New Theorem in Energy Conversion 101
Marilena Ungureanu, D. Cristescu
Theoretical and Experimental Study on the Radio Noise of the Electrical Lines 105
M. Eremia, H. Crişciu
The Modal Analysis in the Stability Study of the Power Systems at Small Perturbations 111

P. Postolache
Prediction of Audible Noise Generated by High Voltage Lines 115

★

S. Călin, Gh. Petrescu
The Possibilities of the Direct Method in Time Domain for Digital Control Design 119
I. Catană
Electrohydraulic Amplifiers with Pressure Feedbacks 123
V. M. Cătuneanu, A. Mihalache
Microelectronics Reliability Predictions and Confirmations 129
V. Panaite
An Indicator of Work Capacity of the Electrical Apparatus for the Switching-Over . . 133
D. F. Lăzăroiu
Considerations about the Reliability of Optoelectronical Systems for Data Transfer . 139

★

A. Petrescu
An Associative Computing System for Image Processing 143
C. Zervos
On the Correctness Verification of the „Producer-consumer" Synchronization Structures in Parallel Programs 149
C. Dinculescu, N. Dănilă, I. Prisecaru, N. Stan
Transient Modelling in Nuclear Power Plant Equipment 155
Gh. Carabogdan, C. Brătianu
Computer Aided Design for Architectural Systems with Typified Elements . . . 161

★

I. Şerbănescu, S. Lanescu
The Social-Political Creativity — Main Modality of Surpassing Dogmatism . . 165

LA ANIVERSAREA A 100 DE ANI DE LA REORGANIZAREA „ȘCOALEI NAȚIONALE DE PODURI ȘI ȘOSELE" DIN BUCUREȘTI

Anul acesta se împlinesc 100 de ani de cînd inginerul Gheorghe Duca, fiind numit la 8 aprilie 1881 director al „Școalei de poduri și șosele" din București, a început o activitate de reorganizare a acestei școli pe care a reușit s-o pună în scurtă vreme pe picior de egalitate cu cele mai renumite instituții de învățămînt tehnic superior din Europa. Aceasta a permis să se acorde absolvenților noii școli dreptul de a se înscrie în corpul tehnic cu gradul de ingineri. Menționăm că pînă la acea dată școlile premergătoare, începînd cu Școala lui Gheorghe Lazăr înființată în anul 1818 și continuînd cu „Școala de drumuri și șosele" înființată în anul 1852, cu „Școala de ponți și șosele, mine și arhitectură" înființată în 1864 și cu „Școala de poduri, șosele și mine" înființată în 1867, pregăteau absolvenți care nu erau primiți în corpul tehnic decît în calitate de conducători tehnici, gradul de inginer fiind rezervat numai celor ce-și făcuseră studiile în străinătate.

De menționat că, în 1875 și mai tîrziu, în 1878, au fost luate unele măsuri în vederea transformării școlii de atunci într-o școală care să formeze ingineri, dar nu s-a reușit deoarece se urmărea să se pregătească specialiști în poduri, șosele, căi ferate, construcții, geniu industrial, metalurgie și mine în numai 4 ani de studii. Criticînd tendința de a face ingineri universali, Gheorghe Duca a arătat că este necesar ca aceste specialități să fie restrînse și că ar fi bine ca Statul, care face mari sacrificii bănești, să se îngrijească înainte de toate să-și formeze personalul trebuincios lucrărilor publice, adică specialiști în poduri, șosele și drumuri de fier. El a căutat să înlăture și celelalte deficiențe ale școlii de dinainte de 1881 și anume: pregătirea de bază slabă a elevilor, lipsa lor de disciplină, programe de cursuri foarte încărcate care conduceau la o predare superficială a materiilor respective, numărul mic de profesori care obliga pe un cadru didactic să predea pînă la 4—5 cursuri, lipsa de cunoștințe a elevilor în domeniul desenului tehnic, lipsa de exigență a profesorilor etc.. Astfel, el a introdus un an preparator înainte de anul I, precum și o disciplină foarte severă în școală, eliminînd pe toți elevii care nu învățau ritmic sau care nu corespundeau la examenul general de la finele anului. A întocmit programe noi, concentrînd pregătirea pe specialitatea drumuri, poduri și căi ferate. A acordat o mare atenție desenului tehnic și proiectelor, precum și practicii elevilor, care avea o durată de 3 luni, în

fiecare vară, aceştia lucrînd în această perioadă ca angajaţi în Serviciile publice. Tot lui Gheorghe Duca îi datorăm localul şcolii din Calea Griviţei, care a fost inaugurat la 2 octombrie 1886 şi completat ulterior cu alte clădiri.

În cei 100 de ani care au trecut de la reorganizarea „Şcoalei naţionale de poduri şi şosele" s-au făcut progrese remarcabile. Şcoala a căpătat un mare prestigiu la începutul secolului nostru. După primul război mondial, înfăptuindu-se unitatea naţională, nevoile crescînde de specialişti şi în alte domenii decît cel al construcţiilor au determinat ca în anul 1920 „Şcoala naţională de poduri şi şosele" să se transforme în „Şcoala politehnică din Bucureşti", cu 4 secţiuni (facultăţi) : secţia de construcţii, secţia de mecanică şi electricitate, secţia de mine şi metalurgie şi secţia industrială. La acestea în 1923 s-a adăugat secţia de silvicultură. După cel de-al doilea război mondial, în 1948, ca urmare a reformei învăţămîntului, „Şcoala politehnică din Bucureşti" a devenit Institutul politehnic Bucureşti. Facultăţile de construcţii, de mine şi de silvicultură s-au desprins şi au devenit institute de învăţămînt tehnic superior de sine stătătoare. În acelaşi timp a crescut numărul de facultăţi potrivit nevoilor unor noi specializări.

În prezent, Institutul politehnic Bucureşti are 12 facultăţi (Mecanică Tehnologia construcţiilor de maşini, Mecanică agricolă, Transporturi, Aeronave, Electrotehnică, Electronică, Energetică, Automatică, Metalurgie, Tehnologie chimică, Utilaje şi ingineria proceselor chimice), 27.300 studenţi, 600 doctoranzi, peste 1500 cadre didactice şi un personal tehnico-administrativ de 2.200 oameni ai muncii. Începînd din anul 1966 s-a construit un nou local al institutului. Astăzi institutul nostru dispune de spaţii de învăţămînt ce însumează peste 200.000 m², de o bibliotecă centrală cu peste 1.300.000 de volume şi de biblioteci de facultăţi, precum şi de un modern complex de cămine şi cantine studenţeşti în care se asigură condiţii corespunzătoare pentru 12.700 studenţi.

Aplicînd în mod creator concepţia care stă astăzi la baza învăţămîntului superior din ţara noastră, aceea a integrării sale organice cu cercetarea ştiinţifică şi cu producţia, în institutul nostru se pregătesc anual aproximativ 5000 de ingineri, subingineri şi licenţiaţi în chimie, specialişti cu un larg profil, capabili să se adapteze la cerinţele tot mai exigente ale ştiinţei şi tehnicii contemporane. În cadrul activităţii de cercetare ştiinţifică, personalul didactic soluţionează probleme importante ale economiei noastre naţionale, îmbogăţind în acelaşi timp tezaurul ştiinţei şi al tehnicii.

În modul acesta Institutul politehnic Bucureşti, continuînd tradiţiile frumoase ale „Şcoalei naţionale de poduri şi şosele", aduce astăzi un aport tot mai însemnat la dezvoltarea patriei noastre, la ridicarea ei pe culmi ale progresului şi ale civilizaţiei.

COMITETUL DE REDACŢIE

Decembrie 1981

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 517.22:681.3.06

O GENERALIZARE A TEOREMEI LUI KLEENE ȘI APLICAȚII ÎN PROGRAMAREA STRUCTURATĂ

V. BREAZU, O. STĂNĂȘILĂ*

În această notă este demonstrată o generalizare a teoremei lui Kleene din teoria limbajelor, relativ la elementele unui monoid complet ordonat. Ca un caz special se obține o justificare a unui tip de programare structurată nedeterministă.

Generalizarea dată mai jos se bazează pe următoarea

Definiție. Se numește *monoid complet ordonat* o mulțime M având o structură de monoid (multiplicativ) și o structură de latice completă astfel încît $\sup(AB) = (\sup A)(\sup B)$ pentru orice $A, B \subset M$.

Deoarece produsul de limbaje este distributiv la stînga și la dreapta în raport cu reuniunile oarecare, limbajele peste un alfabet formează un monoid complet ordonat. Un alt exemplu care ne apropie de programele nedeterministe este următorul: relațiile binare peste o mulțime oarecare formează un monoid complet ordonat deoarece compunerea este distributivă în raport cu reuniunea.

Fie M un monoid complet ordonat și o submulțime $\Sigma \subset M$.

Definiție. Un Σ — automat este un cuadruplu $A = (Q, i, t, E)$ unde Q este o mulțime finită de stări, $i \in Q$ este starea inițială, $t \in Q$ este starea terminală și $E \subset Q \times \Sigma \times Q$ este o mulțime finită (eventual vidă) de arce.

Elementele lui E pot fi privite ca arce etichetate ale unui graf G_A, avînd ca noduri stările lui A. Funcția etichetă

$$l_A : E \to M, \quad (q, \sigma', q') \mapsto \sigma'$$

poate fi extinsă la toate drumurile din G_A punînd $l_A(1_q) = 1$ și $l_A(cc') = l_A(c)\, l_A(c')$ unde 1_q este drumul „vid" $q \to q$, iar cc' este juxtapunerea drumurilor c și c'.

Un drum este numit *reușit* dacă el începe în i și se termină în t. *Comportarea* lui A este definită prin:

$$|A| = \sup \{l_A(c) \mid c \text{ reușit}\}.$$

Manuscris primit la data de 16 septembrie 1981.
* Ing., IIRUC; Prof. dr., Catedra Matematică II.

Un element $m \in M$ este numit Σ — *recognoscibil* dacă există un Σ — automat A astfel încît $|A| = m$. Se notează prin RecΣ mulţimea tuturor elementelor Σ — recognoscibile (Rec$\Sigma \subset M$).

Cele cinci operaţii raţionale peste M sînt următoarele: 1 (unitatea lui M); $\perp = \inf M$; $\cdot$ = produsul; $\cup$ ($m \cup m' = \sup\{m, m'\}$ pentru orice $m, m' \in M$) şi steluţa lui Kleene $*$ ($m^* = \sup\limits_{k \geqslant c} m^k$ pentru orice $m \in M$). Un element din M se numeşte Σ — *raţional* dacă el poate fi obţinut din elemente ale lui Σ printr-un număr finit de operaţii raţionale. Se notează prin RatΣ mulţimea tuturor elementelor Σ — raţionale (Rat$\Sigma \subset M$).

Teoremă: *Avem* Rec Σ = Rat Σ.

Prezentăm pe scurt ideea demonstraţiei. Mai întîi observăm că

$$(\forall)\ \sigma \in \Sigma,\ \sigma = |(\{i, t\}, i, t, \{(i, \sigma, t)\})| \text{ unde } i \neq t;$$

Apoi

1) $$1 = |(\{u\}, u, u, \emptyset)|;$$

2) $$\perp = |(\{i, t\}, i, t, \emptyset)| \text{ unde } i \neq t.$$

Fie apoi $m_k = |(Q_k, i_k, t_k, E_k)|$, $k = 1, 2$. Se poate presupune $Q_1 \cap Q_2 = \emptyset$. Fie $i, t, u \notin Q_1 \cup Q_2$, $i \neq t$. Atunci

3) $$m_1 \cup m_2 = |(Q_1 \cup Q_2 \cup \{i, t\}, i, t, E_1 \cup E_2 \cup \{(i, 1, i_1), (i, 1, i_2), (t_1, 1, t), (t_2, 1, t)\})|;$$

4) $$m_1 \cdot m_2 = |(Q_1 \cup Q_2, i_1, t_2, E_1 \cup E_2 \cup \{(t_1, 1, i_2)\})|;$$

5) $$m_1^* = |(Q_1 \cup \{u\}, u, u, E_1 \cup \{(u, 1, i_1), (t_1, 1, u)\})|.$$

De aici rezultă direct incluziunea Rat $\Sigma \subset$ Rec Σ.

Fie acum $A = (Q, i, t, E)$. Se poate presupune $Q = \{1, 2, \ldots, n\}$. Fie D^r_{jk}, $1 \leqslant j, k \leqslant n$, $0 \leqslant r \leqslant n$ mulţimea drumurilor $j \to k$ în G_A ale căror noduri intermediare sînt mai mici decît r. Fie $m_{jk} = \sup\{l_A(c) \mid c \in D^r_{jk}\}$. Deoarece $m^0_{jk} \in$ Rat Σ şi $m^r_{jk} = m^{r-1}_{jk}(m^{r-1}_{jr}(m^{r-1}_{rr})^* m^{r-1}_{rk})$ se deduce că $|A| = m^n_{it}$ este Σ — raţional. Aşadar Rec $\Sigma \subset$ Rat Σ şi demonstraţia este încheiată.

Teorema clasică a lui Kleene se obţine luînd pentru Σ un alfabet finit şi M mulţimea limbajelor peste Σ.

Aplicaţie. Fie S o mulţime de stări de informaţie. Vom numi stările unui Σ — automat stări de control. Fie apoi Rel S monoidul complet ordonat al relaţiilor binare peste S şi $\Sigma \subset$ Rel S o mulţime de instrucţiuni (sau comenzi) de bază. Atunci Σ — automatele sînt *programele — organigrame* iar comportările lor sînt *relaţiile calculate* pentru acestea, [3].

Se numesc *programe structurate* expresiile corecte formate cu elemente din Σ, simbolii funcţionali 1, $\perp$, $\cdot$, $\cup$, $*$ şi eventual paranteze. Aici $\cdot$, $\cup$, $*$ sînt considerate construcţii secvenţiale, alternative şi repetitive. Incluziunea $\Sigma \to M$ este extinsă la un $\{1, \perp, \cdot, \cup, *\}$ — morfism

care asociază fiecărui program structurat o relație numită relația calculată de acel program. Teorema anterioară justifică programarea structurată. Mai precis, are loc următorul

Corolar : *Programele-organigrame și programele structurate calculează aceeași mulțime de relații.*

BIBLIOGRAFIE

[1] *S. Eilenberg*, Automata, languages and machines, vol. A, Academic Press, New York, 1974.

[2] *M. Harrison*, Introduction to switching and automata theory, McGraw Hill, New York, 1965.

[3] *J. A. Goguen, J. W. Thatcher, E. G. Wagner. J. B. Wright*, A junction between computer science and category theory, IBM Research Report Rc 5908, 1976.

A Generalization of Kleene's Theorem

One presents a generalization of Kleene's theorem passing from languages to elements of a completely ordered monoid. One also obtains a justification for a principle of structured programming.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z: 517.2

FORME DIFERENȚIALE INVARIANTE ÎN SPAȚII CU CONEXIUNI

V. DUMITRAȘ*

În această lucrare se abordează problema spațiilor cu conexiune afină A_n cu $p < n$ forme diferențiale invariante. Se determină numărul maxim de parametri ai grupului de mișcări corespunzătoare și se determină spațiile pentru care acest maxim este atins.

Spațiile cu conexiune afină A_n, având o formă diferențială de gradul întîi invariantă au fost considerate de Academicianul Gh. Vrănceanu [1], care a determinat conexiunea respectivă într-un reper convenabil.

În clasificările făcute de autor [2] apar și spații cu conexiune afină care admit mai multe forme diferențiale[1)] invariante. Ne punem problema determinării spațiilor cu conexiune afină având p forme diferențiale invariante. Acest număr nu poate depăși dimensiunea n a spațiului considerat, iar cazul $p = n$ constituie problema specială de echivalență a lui E. Cartan. Vom admite deci că $p \in \{1, 2, \ldots, n-1\}$.

Notăm prin Γ^i_{jk} componentele conexiunii spațiului A_n într-un reper dat. Pentru o mișcare a spațiului dată de transformarea regulată

$$\bar{x}^i = \varphi^i(x) \quad i \in \{1, \ldots, n\}, \quad x = (x^1, \ldots, x^n) \tag{1}$$

avem:

$$D_k u^i_j = \overline{\Gamma}^i_{rs} u^r_j u^s_k - \Gamma^s_{jk} u^i_s \qquad (u^i_j \overset{\text{not}}{=} D_j \varphi^i(x)) \tag{2}$$

unde $\overline{\Gamma}^i_{rs}$ sînt aceleași funcții de $\bar{x}$ cum sînt Γ^i_{jk} de x.

Fie p forme diferențiale invariante ale spațiului A_n,

$$\omega', \ldots, \omega^p$$

Acestora le asociem alte $n - p$ forme diferențiale $\omega^{p+1}, \ldots, \omega^n$ a.î familia $\{\omega^1, \ldots, \omega^n\}$ să fie liberă.

Manuscris primit la data de 6 iulie 1981.

* Conf. dr., Catedra Matematici II.

[1)] În această lucrare formele diferențiale considerate sînt forme diferențiale de gradul întîi.

Fie $q \in \{1, \ldots, p\}$; presupunem că formele $\omega^1, \ldots, \omega^q$ sînt exacte, iar formele $\omega^{q+1}, \ldots, \omega^p$ nu au această proprietate, deci derivatele exterioare $d\omega^{q+1}, \ldots, d\omega^p$ nu sînt nule. Grupul de transformări al formelor considerate este maxim (privitor la numărul de parametri) atunci cînd

$$d\omega^r = \omega_{s;\,p+1}\omega^s \Lambda \omega^{p+1}; \quad r, s \in \{q+1, \ldots, p\}$$

deci cînd formele derivate $d\omega^r$ se anulează odată cu formele ω^r. În acest caz cele n forme independente $\omega^1, \ldots \omega^n$ sînt determinate, abstracție făcînd de o transformare de forma:

$$\overline{\omega}^h = \omega^h \quad h \in \{1, \ldots, p\}; \quad \overline{\omega}^{p+1} = \omega^{p+1} + c_r^{p+1}\omega^r$$

Avînd $p - q$ constante C_r^{p+1}, $(n-p-1)^2$ constante c_β^α, $n - p - 1$ constante $c_{;p+1}^{\alpha}$ $(p-q)(n-p-1)$ constante c_r^α, rezultă că grupul de mișcări al spațiului A_n, poate avea cel mult:

$$n + p - q + (n - p - 1)^2 + (n - p - 1) + (n - p - 1)(p - q) =$$

$$= (n - p)(n - q - 1) + n$$

parametri.

Dacă nici una din formele $\omega^1, \ldots, \omega^p$ nu este o formă diferențială exactă sîntem în cazul $q = 0$ și grupul de mișcări poate avea cel mult $(n - p)(n - 1) + n = n(n - p) + p$ parametri și pentru $p = 1$ regăsim numărul $n^2 - n + 1$ precizat de Gh. Vrănceanu.

Să considerăm cazul în care cele p forme invariante $\omega^1, \ldots, \omega^p$ sînt forme diferențiale exacte și să arătăm că în acest caz există un spațiu A_n cu grup de mișcări maxim. În aceste condiții cele n forme considerate sînt determinate abstracție făcînd de o transformare de forma:

$$\overline{\omega}^h = \omega^h, \overline{\omega}^\alpha = c_r^\alpha \omega^r + c_\lambda^\alpha \omega^{\lambda\,1)} \tag{3}$$

Grupul de mișcări al spațiului poate avea cel mult $n(n - p + 1)$ parametri. Formele $\omega^1, \ldots, \omega^p$ fiind exacte putem lua $\omega^h = dx^h$ și primele p egalități (3) ne dau $\bar{x}^h = x^h + a^h$, iar pe baza formulelor (2) rezultă că toate componentele conexiunii nu depind decît de variabilele $x^1, \ldots, x^p$. Ecuațiile mișcărilor spațiilor considerate se scriu sub forma:

$$\bar{x}^h = x^h + a^h, \quad \bar{x}^\alpha = \varphi^\alpha(x) \tag{4}$$

și relativ la o asemenea transformare $\Gamma_{\alpha\beta}^h$ sînt componentele unui tensor dublu covariant. Punînd condiția ca grupul să fie maxim rezultă $\Gamma_{\alpha\beta}^h = \Gamma_{l\beta}^h = \Gamma_{\beta l}^h = 0$, iar componentele Γ_{kl}^h sînt constante; le notăm prin c_{kl}^h.

---

[1]) În cele ce urmează notăm cu litere latine indicii care iau valori de la 1 la p și cu litere grecești indicii care iau valori de la $p + 1$ pînă la n, în afara unor mențiuni speciale.

Printr-o transformare (4), avem:

$$D_\gamma u^\alpha_\beta = \bar{\Gamma}^\alpha_{\rho\sigma} u^\rho_\beta u^\sigma_\gamma - \Gamma^\rho_{\beta\gamma} u^\alpha_\rho$$

ceea ce ne arată că pentru x^h constante, $\Gamma^\alpha_{\beta\gamma}$ sînt componentele conexiunii unui spațiu A_{n-p} care are un grup maxim de mișcări cu $(n-p)^2 + (n-p)$ parametri deci este afin euclidian. În consecință există un reper în care $\Gamma^\alpha_{\beta\gamma} = 0$. Transformările care păstrează această formă canonică sînt:

$$\bar{x}^h = x^h + a^h\,;\ \bar{x}^\alpha = a^\alpha_\lambda x^\lambda + b^\alpha \tag{5}$$

unde a^α_β, b^α pot depinde numai de variabilele $x^1, \ldots, x^p$ și cum spațiul A_{n-p} nu depinde de aceste variabile, putem presupune că a^α_β sînt constante.

Folosind în continuare egalitățile (2) obținem:

$$\Gamma^\alpha_{h\beta} = (r_h - s_h)\,\delta^\alpha_\beta,\ \Gamma^\alpha_{\beta h} = (r_h + s_h)\,\delta^\alpha_\beta,\ \Gamma^\alpha_{hl} = -\varepsilon_{hl} x^\alpha,$$

$$(r_h, s_h, \varepsilon_{ul} - \text{constante}) \tag{6}$$

Grupul de mișcări al acestor spații are ecuațiile (5) în care funcțiile b^α verifică un sistem de ecuații care rezultă din formulele (2) și condițiile de integrabilitate corespunzătoare.

Folosind în continuare o schimbare de variabile de forma $\bar{x}^i = q^i_s x^s$, $\bar{x}^\alpha = x^\alpha$ cu q^i_j constante, avem

$$\varepsilon_{rs} q^r_j q^s_k = \varepsilon_{jk}.$$

și putem folosi coeficienții q^i_j pentru a avea $\varepsilon_{ij} = \varepsilon\delta_{ij}$ cu $\varepsilon \in \{-1, 0, 1\}$. Apoi cu σ schimbare de variabile

$$\bar{x}^h = x^h,\ \bar{x}^\alpha = e^{-(a_1 x^1 + \ldots + a_p x^p)} \cdot x^\alpha$$

ou $a_1, \ldots, a_p$ convenabil aleși, obținem:

$$C^h_{jk} = \delta^h_k(r_j + s_j) + \delta^h_j(r_k - s_k) \tag{6'}$$

iar $b^\alpha = f^\alpha_1(x^1) + \ldots + f^\alpha_p(x^p)$.

Dacă $\varepsilon \neq 0$ ar rezulta că toate funcțiile b^α sînt nule și nu putem avea grup maxim de mișcări. Trebuie deci să luăm $\varepsilon = 0$ și atunci conexiunea spațiilor A_n cu grup maxim de mișcări $G_{n(n-p+1)}$ se poate scrie sub forma:

$$\Gamma^i_{jk} = \delta^i_j \varphi_k + \delta^i_k \psi_j \quad i, j, k \in \{1, \ldots, n\} \tag{7}$$

unde

$$\varphi_h = r_h + s_h,\ \psi_h = r_h - s_h \quad h \in \{1, \ldots, p\} \tag{8}$$

$$\varphi_\alpha = \psi_\alpha = 0 \quad \alpha \in \{p+1, \ldots, n\}$$

iar grupul de mișcări are ecuațiile

$$\bar{x}^h = x^h + a^h, \quad h \in \{1, \ldots, p\} \tag{9}$$

$$\bar{x}^h = a^\alpha_\lambda x^\lambda + a^\alpha_i x^i + a^\alpha \quad \alpha \in \{p+1, \ldots, n\}$$

Putem enunța:

Teorema. *Există spații cu conexiune afină A_n cu p forme diferențiale invariante ($p \in \{1, \ldots, n-1\}$) cu grup maxim de mișcări $G_{n(n-p+1)}$; acest maxim este atins în cazul în care cele p forme sînt forme diferențiale exacte, iar conexiunea corespunzătoare are forma canonică (7), (8), grupul de mișcări avînd ecuațiile (9) cu a^h, a^α_β, a^α_i, a^α constante.*

Observăm că spațiile determinate constituie o extindere a spațiilor determinate de Gh. Vrănceanu (cazul $p = 1$).

BIBLIOGRAFIE

1. *G. Vrănceanu*, Lecții de geometrie diferențială. vol. III. București, 1960.
2. *V. Dumitraș*, Grupurile de mișcare cu 6 parametri ale spațiilor A — Studii și Cerc. Mat. III 3—4, 335 (1957).

Invariants Differential Forms in Affinely Connected Spaces

In this note the affinely connected spaces A_n with $p < n$ invariants, differential forms, $q < p$ formes being exact, are considered. The main result shows that there is such spaces having a maximum number of parameters for the corresponding motion group.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ“
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 532.783
573.228.3

EFECTUL KERR ÎN COLESTERIL 2B(ETOXI-ETOXI) ETIL CARBAMAT

CORNELIA MOȚOC, C. ROȘU, R. MITROI, CARMINA BĂLȚATU*

Se descrie instalația experimentală pentru măsurarea birefringenței induse de cîmpul electric. Se determină constanta Kerr în faza izotropă a colesteril 2 (etoxi-etoxi) etil carbamatului. Se obține $B = 0{,}68 \times 10^{-9}$ mrad/V^2.

În ultimii ani efectul Kerr a constituit obiectul unui număr relativ destul de mare de cercetări pe cristale lichide nematice, în fază izotropă [1—7]. Există o singură indicație referitoare la acest studiu pe cristale lichide colesterice.

În lucrarea de față s-a realizat o instalație experimentală pentru studierea birefringenței induse de un cîmp electric și s-a determinat constanta Kerr pentru colesteril 2 (etoxi-etoxi) etil carbamat. Această substanță prezintă tranziția mezofază colesterică-lichid izotrop la temperatura de 19°C și poate fi susceptibilă pentru unele aplicații.

Se știe că birefringența indusă de cîmpul electric este:

$$\Delta n = n_e - n_0 = kE^2 \tag{1}$$

n_e, n_0 fiind indicii de refracție extraordinar, respectiv ordinar, E intensitatea cîmpului electric și k o constantă de proporționalitate. Ținînd cont de faptul că diferența de drum optic dintre raza ordinară și extraordinară este $\delta = l(n_e - n_0)$, l grosimea probei, diferența de fază introdusă prin aplicarea cîmpului electric poate fi pusă sub forma:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\delta}{\lambda} = 2\pi BlE^2 \tag{2}$$

unde $B = k/\lambda$ este constanta Kerr, iar λ lungimea de undă.

În vederea efectuării de măsurători s-a realizat o celulă cu grosimea $l = 0{,}1$ mm și distanța între electrozii plan paraleli $d = 2$ mm. Cristalul

Manuscris primit la data de 8 iulie 1981
* Prof. dr; Asist.; Asist.; Asist., Catedra Fizică

lichid a fost introdus în celulă prin capilaritate, după care celula a fost închisă ermetic.

Schema de principiu a instalației experimentale este dată în fig. 1.

Lumina obținută de la o sursă stabilizată (S) trece printr-un filtru monocromatic cu $\lambda = 490$ nm și intră în incinta termostatată IT în care se găsește celula cu cristal lichid. Incinta este plasată între doi polaroizi (P) și (A). Semnalul luminos cade pe un fotomultiplicator $\Phi \ni U-3T$

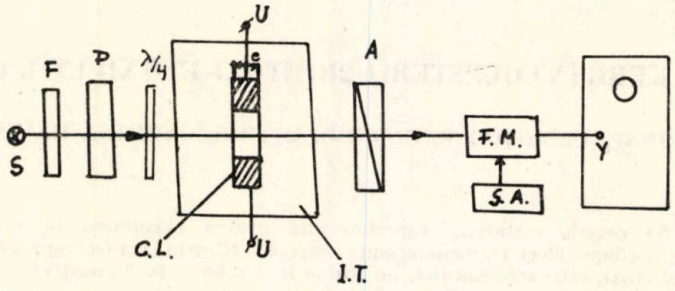


Fig. 1

alimentat de o sursă stabilizată de înaltă tensiune SA și este vizualizat pe un osciloscop. Pe celula de cristal lichid se aplică tensiunea alternativă $U(t) = U_0 \sin \Omega t$.

Principiul de măsură descris pe larg în [8] se bazează pe următoarele considerente:

Fotomultiplicatorul nu poate măsura variația rapidă a frecvenței undei luminoase și va media semnalul; ele măsoară intensitatea undei $\tilde{I}_{FM} = \tilde{E}_f^2$ în care:

$$\tilde{E}_f = a \sin(\omega t + \varphi_0) + b \sin(\omega t + \varphi_e)$$

unde $\varphi_e = \dfrac{2\pi l n_0}{\lambda}$; $\varphi_e = 2\pi l n_e/\lambda$ sînt defazajele corespunzătoare undelor ordinară și extraordinară după ce lumina străbate distanța l iar:

$$a = E_0 \sin\varphi \sin(\theta + \varphi); \; b = E_0 \cos\varphi \cos(\theta + \varphi)$$

E_0 fiind vectorul cîmp electric al undei incidente, φ și θ unghiurile formate de axa principală a primului, respectiv a celui de-al doilea polaroid cu planul principal al cristalului lichid.

Cînd pe celula cu cristal lichid se aplică o tensiune variabilă în timp $U(t) = U_0 \sin\Omega t$, semnalul electric măsurat cu osciloscopul va fi de forma: $U_0' = k_1 \tilde{I}_{FM}$ unde k_1 este o constantă de proporționalitate dintre mărimea fluxului luminos și tensiunea măsurată; pe de altă parte: $U_0' = U_{\max} \sin \Omega t$.

Pentru determinarea constantelor a, b, k_1 se procedează astfel:

Se măsoară cu osciloscopul (sau eventual cu un multimetru) tensiunea U_1 (în absența tensiunii modulatoare) și tensiunea U_2 corespunzătoare cazului cînd analizorul a fost rotit cu un unghi x, care are o valoare foarte mică (în absența tensiunii modulatoare).

Considerațiile teoretice descrise pe larg în [8] au condus pentru constanta Kerr la următoarea expresie:

$$B = \left(\frac{d}{U_0}\right)^2 \frac{1}{2\pi l} \sqrt{\frac{U_{max}(x \operatorname{tg} \varphi)^2}{(2 + x \operatorname{tg} \varphi)\sqrt{U_1 U_2} - U_2 - U_1(1 + x \operatorname{tg} \varphi)}}$$

Experimentările au fost efectuate la temperaturi mai mari de 19°C. Pentru celula proiectată cu $l = 0{,}1$ mm, $d = 2$ mm și cu $U_0 = 600$ V, $U_1 = 0{,}2$ V, $U_2 = 0{,}3$ V, $U_{max} = 1$ mV, $x = 5° = 0{,}08$ rad, $\operatorname{tang} \varphi = 5$ s-a obținut:

$$B = 0{,}68 \times 10^{-9} \text{ mrad/V}^2$$

adică o valoare destul de mare, care sugerează posibilitatea unor aplicații diverse în domeniul prelucrării informației pe cale optică.

BIBLIOGRAFIE

1. *V. U. Tvetkov, E. I. Riumțev*, Dokladî Akad. Nauk *176*(2), 382 (1967).
2. *V. N. Tvetkov*, Kristalografia *13*, 290 (1968).
3. *J. C. Filipini*, C. R. Acad-Sci. B 275, 349 (1972).
4. *J. Prost, J. R. Lalanne*, Phys. Rev. A8, 2090 (1973).
5. *J. C. Filipini, Y. Poggi*, Acta Physica Polonica, 659 (1978).
6. *Y. Poggi*, Phys. Lett. *57 A*, 53 (1976).
7. *E. H. Hanson*, Phys. Rev. *A 14*, 1281 (1976).
8. *Cornelia Moțoc, ș.a.*, Studiul proprietăților electrice și electrooptice ale unor substanțe organice în vederea aplicării lor, comunicare I.P.B., 1978

Kerr Effect in Coholesteryl 2 (Ethoxy-Ethoxy) Ethyl Carbamate

The experimental equipment for electric field induced birefringence measurements is described. The Kerr constant was determined in the isotropic phase of cholesteryl 2 (ethoxy-ethoxy) ethyl carbamate. It was found that B = 0.68 × × 10 ^{9} mrad/V^2.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 530.1

ASUPRA UNOR CRITERII DE APRECIERE A COMPATIBILITĂȚII UNOR RELAȚII SEMIEMPIRICE CU REZULTATELE EXPERIMENTALE

D. IORDACHE, D. ALEXANDRIU *

Sînt studiate posibilitățile de definire, semnificațiile și modalitățile de evaluare a probabilității de eroare la acceptarea ipotezei de incompatibilitate, ale unor criterii permițînd aprecierea compatibilității unor corelații semiempirice cu diferite tipuri de rezultate experimentale.

Introducere

După cum este cunoscut, unul dintre principalele obiective ale fizicii îl constituie descrierea — la nivelul unei precizii impuse de performanțele metrologice și cerințele momentane ale tehnicii — a stărilor și proceselor parcurse de diferitele sisteme fizice. În cadrul principalelor etape ale procedurii prin aproximații succesive care conduc (la un moment dat) la atingerea acestui obiectiv (prin evidențierea relațiilor sau legilor specifice) se efectuează: a) experimente urmărind evidențierea parametrilor de univocitate specifici nivelului de precizie impus pentru descrierea stărilor sau proceselor fizice studiate; b) alegerea unor relații semiempirice pentru descrierea stărilor și proceselor studiate, prin parametrii de univocitate admiși; c) compatibilitatea relațiilor semiempirice alese cu rezultatele experimentale (CRS/RE) este studiată.

Este desigur de dorit ca decizia (da, nu) privind CRS/RE să fie luată în strînsă legătură cu evaluarea — prin metodele riguroase ale statisticii matematice [1] — a riscului (probabilității) ca decizia de „incompatibilitate" să fie greșită. Un asemenea calcul nu este inclus de teoria clasică a regresiilor (în particular, liniare), întrucît coeficientul de corelație $\rho = \frac{\Gamma(X, Y)}{\sigma(X)\sigma(Y)}$ definit prin acest formalism [2] — [4] permite doar efectuarea unor aprecieri privind apropierea centrelor domeniilor de încredere de funcția de regresie, nefiind dependent de erorile (descrise prin dispersii, covariațe) caracteristice rezultatelor experimentale luate în considerație.

Manuscris primit la data de 1 octombrie 1981.
* Conf. dr. fiz.; Asistent, Catedra Fizică

Într-o serie de lucrări privind probleme fizice speciale [5], am evidențiat însemnătatea studierii CRS/RE, propunînd unele criterii de compatibilitate. Lucrarea de față urmărește să constate posibilitățile actuale de definire și evaluare a unor criterii permițînd aprecierea CRS/RE, în strînsă legătură cu evaluarea riscului de eroare asumat în momentul acceptării ipotezei de incompatibilitate. În acest scop, vom studia raporturile dintre 2 parametri fizici Y (testat) și X (de univocitate), admițînd că pentru valori adevărate [6] fixate a_{Xk} ($k = 1, 2, \ldots n$), $a_{U2}, \ldots a_{UN}$ ale parametrilor de univocitate $X \equiv U_1, U_2, \ldots, U_N$, repartiția valorilor individuale măsurate ale parametrilor Y și X este normală (bidimensională), cu dispersiile $D(Y_k) = s^2(Y_k)$, $D(X_k) = s^2(X_k)$, covarianța $\mathrm{Cov}(X_k, Y_k) = r_k s(X_k) s(Y_k)$ și ordonata centrului repartiției (punctului în care densitatea de repartiție este maximă) — s_{Yk}. Vom examina în continuare modul în care — pentru o anumită relație semiempirică $Y = f(X)$ — pot fi definite criterii pentru aprecierea compatibilității locale (cu rezultatele experimentale a_{Xk}, a_{Yk}, $D(X_k)$, $D(Y_k)$, $\mathrm{Cov}(X_k, Y_k)$ corespunzînd unei anumite stări (proces) k), respectiv globale (cu rezultatele experimentale corespunzînd tuturor stărilor (proceselor) luate în considerație: $k = 1, 2, \ldots n$).

1. Criterii privind compatibilitatea locală, pentru cazul în care parametrii densității reaprtiției normale $\mathscr{P}_k(x, y)$ sînt cunoscuți cu precizie

Fie $p_k = \int_D \mathscr{P}_k(x, y)\, dx \cdot dy$, unde D este domeniul valorilor x, y pentru care: $(y - f(x))(a_{Yk} - f(a_{Xk}))^{-1} < 0$. Se constată că $1 - p_k$ reprezintă probabilitatea ca relația semiempirică $Y = f(X)$ să conducă la un estimat mai mic (dacă $a_{Yk} - f(a)_{Xk} > 0$), respectiv mai mare (dacă $a_{Yk} - f(a_{Xk}) < 0$), decît valoarea măsurată a parametrului Y în starea (procesul) considerată (k). Criteriul p_k este astfel egal cu riscul ca respingînd compatibilitatea (locală, a) relației semiempirice cu rezultatele experimentale privind starea (procesul) k, (implicit, prin acceptarea ipotezei că această relație dă estimate mai mici, respectiv mai mari decît rezultatele experimentale) decizia să fie greșită.

Întrucît evaluarea criteriului p_k presupune efectuarea unor calcule (numerice) relativ complicate, o alternativă prezentînd interes constă în utilizarea criteriului

$$q_k = \exp\left(-\frac{d_k}{2(1-r_k^2)}\right), \tag{1}$$

unde:

$$d_k = \left[\frac{x_{tk} - a_{Xk}}{s(X_k)}\right]^2 + \left[\frac{y_{tk} - a_{Yk}}{s(Y_k)}\right]^2 - 2r_k \cdot \frac{(x_{tk} - a_{Xk})(y_{tk} - a_{Yk})}{s(X_k)\, s(Y_k)}, \tag{2}$$

în care x_{tk}, y_{tk} sînt coordonatele punctului de tangență al domeniului (elipsei) de încredere asociată stării (procesului) k la graficul $Y = f(X)$ [6]. Criteriul q_k are semnificația de probabilitate ca unei perechi de valori individuale măsurate (x_k, y_k) ale parametrilor X și Y, în starea (procesul) k, să-i corespundă o densitate de repartiție mai mică (sau cel mult egală) decît cea mai mare valoare a acestei densități $\mathscr{P}_k(x_{tk}, y_{tk})$ în puncte aflate pe graficul $Y = f(X)$: $q_k = P[(x_k, y_k) \mid \mathscr{P}_k(x_k, y_k) \leqslant \mathscr{P}_k(x_{tk}, y_{tk})]$. Evident, evaluarea (cu ajutorul sistemelor electronice de calcul, a) criteriului de compatibilitate q_k este mult mai comodă decît cea a criteriului p_k.

2. Criterii privind compatibilitatea globală a corelațiilor liniare pentru cazul în care parametrii densității repartiției normale $\mathscr{P}_k(x, y)$ sînt cunoscuți cu precizie înaltă

Definim S_m drept valoarea minimizată (prin ajustarea parametrilor p și t) a sumei $S(p, t) = \sum_{k=1}^{n} c_k^2(y_k - p \cdot x_k - t)^2$, unde:

$$c_k^{-2} = p_0^2 D(X_k) - 2p_0 \mathrm{Cov}(X_k, Y_k) + D(Y_k) \tag{3}$$

reprezintă dispersia variabilei aleatorii, Gauss repartizate, centrate:

$$E_k = p_0 x_k + t_0 - y_k, \tag{4}$$

p_0 și t_0 fiind parametrii dreptei de regresie: $Y = p_0 X + t_0$. Întrucît:

$$S_m = \sum_{k=1}^{n} P_k^2 - \left(\sum_{k=1}^{n} c_k P_k\right)^2 \left(\sum_{k=1}^{n} c_k^2\right)^{-1} - \left(\sum_{k=1}^{n} c_k P_k \bar{x}_k\right)^2 \left(\sum_{k=1}^{n} c_k^2 \bar{x}_k^2\right)^{-1} =$$

$$= \sum_{k=1}^{n} P_k^2 - A_1^2 - A_2^2, \tag{5}$$

unde:

$$\bar{x}_k = x_k - \sum_{k=1}^{n} c_k^2 x_k \left(\sum_{k=1}^{n} c_k^2\right)^{-1}, \text{ iar: } P_k = c_k E_k \tag{6}$$

sînt variabile Gauss, centrate, de dispersie 1, A_1 și A_2 fiind două dintre n combinații liniare ortonormate A_k ($k = 1, 2, \ldots n$) ale variabilelor P_k, avem: $\sum_{k=1}^{n} P_k^2 = \sum_{k=1}^{n} A_k^2$, de unde: $S_m = \sum_{k=3}^{n} A_k^2$, S_m fiind astfel o variabilă aleatoare distribuită Pearson (χ^2), cu $n-2$ grade de libertate. Rezultă că probabilitatea $P(\chi^2 \geqslant s_m;\ n-2)$ ca într-o repartiție Pearson cu $n-2$ grade de libertate să avem $\chi^2 \geqslant s_m = S_m(a_{Xk}, a_{Yk})$ ne dă riscul de eroare asumat prin acceptarea ipotezei incompatibilității corelației liniare cu ansamblul rezultatelor experimentale considerate. În practică, pentru a evita utilizarea tabelelor $P(\chi^2 \geqslant s_m;\ n-2)$, poate fi luată decizia de incompatibilitate pentru valori relativ mari (peste 2...2,5) ale criteriului $Q = \left| \frac{s_m - n + 2}{\sqrt{2(n-2)}} \right|$.

Pentru determinări de volum mic poate fi utilizat [5], [6] și criteriul $\lambda = \frac{D(\rho)}{(1 - |\rho|)^2}$, decizia de incompatibilitate fiind adoptată pentru $\lambda < 0{,}1$. Întrucît repartiția valorilor criteriului global de corelație ρ nu este însă suficient studiată, evaluarea riscului de eroare asociat acestui criteriu (λ) este în prezent imprecisă.

3. Compatibilitatea corelațiilor liniare cu rezultate experimentale pentru care parametrii $D(X_k)$, $D(Y_k)$, $\mathrm{Cov}(X_k, Y_k)$ sînt imprecis evaluați

În condițiile în care erorile relative intervenind în evaluarea parametrilor $D(X_k)$, $D(Y_k)$, $\mathrm{Cov}(X_k, Y_k)$ sînt de același ordin de mărime, divi-

zăm cele n stări (procese) considerate în q grupe a cîte $n_i = 3 \ldots 5$ stări (procese) astfel încît $\sum_{i=1}^{q} n_i = n$. Parametrul $R = \frac{1}{S_m} \sum_{i=1}^{q} S_{m,i}$ (unde $S_{m,i}$ este valoarea criteriului S_m definit în secţiunea precedentă, pentru grupa „i") fiind o variabilă aleatorie cu media $\bar{R} = \frac{n-2q}{n-2}$ şi dispersia $s^2(R) = \frac{4(n-2q)(n-q-1)}{(n-2)^3}$, se poate accepta decizia de incompatibilitate a corelaţiei liniare cu ansamblul de date considerat pentru valori mari (depăşind 2) ale criteriului $r = \left| \frac{R(a_{Xk}, a_{Yk}) - \bar{R}}{s(R)} \right|$. În plus, valorile $S_{m,i}$ permit evaluarea mai exactă a dispersiilor locale imprecis cunoscute.

Observaţii finale

Lucrarea de faţă a urmărit să evidenţieze principalele probleme ale definirii unor criterii permiţînd aprecierea CRS/RE. O serie de proprietăţi particulare ale criteriilor de compatibilitate prezentate urmează să fie analizate de noi într-o lucrare viitoare.

Definiţiile şi principalele proprietăţi ale criteriilor de compatibilitate prezentate în această lucrare pot fi generalizate destul de uşor pentru corelaţii multiple, de tipul $Y = f(U_1, U_2, \ldots U_m)$, lucru care nu a fost efectuat aici din dorinţa de păstrare a simplităţii expunerii. Dată fiind însemnătatea ştiinţifică şi tehnică a problemei CRS/RE, considerăm utilă înscrierea unor programe de calcul permiţînd evaluarea unor criterii de tipul celor definite mai sus în „bibliotecile matematice" (de tipul [7]) ale sistemelor electronice de calcul.

BIBLIOGRAFIE

1. *G. Ciucu, V. Craiu*, „Teoria estimaţiei şi verificarea ipotezelor statistice", Edit. Didact. Pedag., Bucureşti, 1969.
2. *V. Iu. Linnik*, „Metod naimenşih kvadratov i osnovî teorii obrabotki nabliudenii", Izd. Gos. Lit., Moscova, 1962.
3. *L. Jánossy*, "Theory and Practice of the Evaluation of Measurements", Oxford Univ. Press, 1965.
4. *V. Iu. Kemnii*, „Matematiceskaia obrabotka zavisimîh rezultatov izmerenii", Izd. Nedra, Moscova, 1970.
5. a) *D. Iordache*, Rev. Roum. Phys., 18, 1165(1973); b) *D. Iordache, L. Daniello, M. Stan, I. Belciu*, Bul. Inst. Politehn. Buc., S. Electr., 39(2)33(1977).
6. *D. Iordache*, „Noţiuni şi metode generale ale fizicii", Inst. Politehn. Buc., ed. 2-a, 1980.
7. * * * IBM Application Program; 1130 Scientific Subroutine Package (1130—CM—02X), Int. Mach. Corp., White Plains, N.Y., 1968.

On Some Criteria which Allow the Examination of the Compatibility of Some Semiempirical Relations in Respect to Experimental Results

The defining possibilities, physical meanings and estimation modalities of the error probability at the accepting of the incompatibility hypothesis, of some criteria which allow the examination of the compatibility of some semiempirical relations in respect to different types of experimental results, are studied in this work.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 532.783 :577.1

MANIFESTAREA DE CRISTAL LICHID A UNOR FILME LIPIDICE LA INTERFAȚA APĂ-AER

MARIA HONCIUC, ILEANA RUSU*

În lucrare sînt prezentate studii pe filme subțiri de strate duble lipidice punîndu-se în evidență comportarea de cristal lichid a unor părți din acestea.

Din studiul membranelor biologice s-a ajuns la concluzia că acestea sînt compuse din proteine, lipide, glucide, ioni și apă în proporții variate [1].

Deoarece resturile glucidice sînt întotdeauna atașate proteinelor sau lipidelor în membrane, se pot considera membranele ca fiind alcătuite din proteine (și glicoproteine) și din lipide (și glicolipide).

Cea mai simplă membrană este mielina [2], al cărei component major este constituit de lipide și care conține foarte puține proteine.

Proporția mică de proteine nu este surprinzătoare, deoarece funcția principală a mielinei este cea de izolator, barieră de permeabilitate.

1. Proprietăți fizice ale lipidelor

Structurile lipidelor în membrane, deși sînt foarte diferite, au o proprietate comună: lipidele în membrană sînt molecule amfifile (sau amfipatice). Această comportare este determinată de faptul că moleculele lipidice au o parte hidrofilă și o parte hidrofobă.

O consecință a structurii amfipatice este aranjamentul fosfolipidelor și glicolipidelor în mediu apos sub forma unor micele, în care grupările polare sînt în contact cu apa și lanțurile de hidrocarburi sînt închise în interior.

Un alt aranjament posibil determinat de aceeași comportare moleculară este aranjamentul sub formă de foiță compusă dintr-un strat dublu lipidic [3].

Formarea stratului dublu lipidic este un proces rapid și spontan în apă, un proces de autoasamblare. De fapt, dacă o soluție lipidică se

Manuscris primit la data de 9 iulie 1981.
* Șef lucrări dr.; Asistent, Catedra Fizică.

aşează pe apă, se observă că pe suprafaţa peliculei se formează cilindri tubulari care „cresc" avînd un diametru constant. Acestea sînt „figurile mielinice" formate din foiţe cilindrice, vizibile macroscopic sau la microscopul optic. Aceste foiţe sînt compuse dintr-un foarte mare număr de straturi duble lipidice (lamele) separate unele de altele prin straturi de apă.

Forţele ce stabilizează straturile duble lipidice sînt, în principal, următoarele :

a) Forţele de interacţiune hidrofobă, care determină eliberarea moleculelor de apă în contact cu părţile hidrofobe ale lipidelor, cînd acestea sînt închise în interiorul stratului dublu. Eliberarea apei produce o creştere mare a entropiei sistemului.

b) Forţele de atracţie Van der Waals dintre lanţurile de acizi graşi.

Straturile duble lipidice sînt structuri cooperative care pot ajunge la dimensiuni macroscopice (1 mm) şi care pot servi ca bariere de permeabilitate în membranele biologice.

Organizarea stratului dublu lipidic determină în anumite situaţii comportarea de cristal lichid a acestora [4].

2. Aspecte metodologice, rezultate şi discuţii

Filmele lipidice se pot studia la interfaţa apă-aer sau interfaţa apă-ulei.

În lucrare se studiază în microscopie optică filme lipidice de acid arahidic la interfaţa apă-aer.

Pentru obţinerea filmului lipidic s-a procedat astfel : în cuve din sticlă cu pereţii plani paraleli s-a pus un strat de apă cu grosimea de 2—3mm şi pe suprafaţa apei, cu o pipetă gradată, s-a pipetat o cantitate de acid arahidic dizolvat în eter etilic. Soluţia s-a împrăştiat în mod spontan pe suprafaţa apei. După evaporarea solventului organic s-au efectuat studii de microscopie optică asupra filmului.

S-au efectuat observaţii în lumină transmisă polarizată la nicoli încrucişaţi şi la un unghi de 85° între axele nicolilor.

Filmul obţinut din soluţia cu concentraţia de 20% acid arahidic în eter etilic, prezintă în observaţie microscopică, nicoli încrucişaţi, un aspect de spirală (fig. 1). Se observă filmul lipidic cu aspect specific de „figuri mielinice".

Partea hidrofobă a moleculelor se aşează spre suprafaţa liberă şi prezintă un aspect caracteristic de cristal lichid, partea hidrofilă formînd un sistem de fibre îndreptate spre interfaţa film — apă. Aspectul de fibre se observă mai bine cînd nicolii fac între axele lor un unghi de 85° (fig. 2).

Aspectul de spirală este mai evident în soluţii cu concentraţia de 10% acid arahidic (fig. 3). Observaţia a fost făcută între nicoli încrucişaţi şi arată că sistemele de ordonare caracteristice cristalului lichid (partea hidrofobă) se situează la distanţe mai mici. Aceasta ne conduce la concluzia că la concentraţii mai mici sistemul de molecule prezintă o ordine în apropiere (specifică cristalului lichid) mai accentuată, ceea ce face ca stratele duble lipidice din film, să se îndesească.

La o mărire mai mare (fig. 4) se observă între nicoli încrucişaţi o textură specifică de cristal lichid smectic (textură grandjean). Observaţia a fost făcută pe o porţiune din film de la interfaţa film-aer.

Fig. 1 — Film lipidic din soluţii de acid arahidic în eter etilic, concentraţie 20%. Observaţie între nicoli încrucişaţi.

Fig. 2 — Film lipidic din soluţie de acid arahidic în eter etilic, concentraţie 20%. Observaţie între nicoli cu un unghi de 85° între axe.

Fig. 3 — Film lipidic din soluţie de acid arahidic în eter, concentraţie 10%. Observaţie între nicoli încrucişaţi.

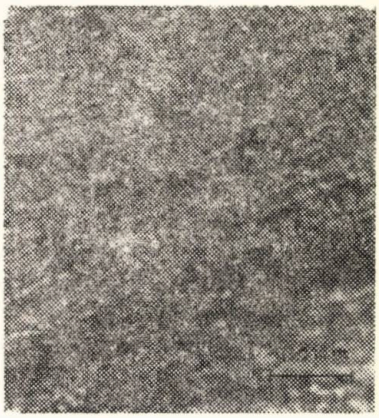


Fig. 4 — Textură grandjean pe film din acid arahidic în eter etilic, concentraţie 10%.

Din cele arătate mai sus se observă că straturile duble lipidice prezintă în anumite regiuni aspectul de cristal lichid.

Modificarea aspectului filmului odată cu modificarea concentraţiei soluţiei este determinată de modificarea texturii cristalului lichid (vezi fig. 1 şi 2).

BIBLIOGRAFIE

1. *R. J. Cherry*, "Biological membranes. Physical fact and function (ed. D. Chapman) Acd. Press, London, 1975.
2. *G. Guidotti*, Annu. Rev. Biochem, 41, 731, 1972.
3. *V. Luzzati, H. Mustachi, A. Skouliss*, Faraday Soc. Disc., 25, 43, 1958.
4. *M. Honciuc, I. Rusu*, "Rev. Roum. Phys.,", în curs de publicare.

The Liquid Crystal Behaviour of Some Lipid Films at Water-Air Interface

In this paper studies on thin films of lipid bilayers are presented and the liquid crystal behaviour of some of their portions is evidenced.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 537.228.3:547.922

VARIAȚIA PERIODICĂ A BIREFRIGENȚEI ÎN MIXTURI COLESTERICE COMPENSATE

IULIANA CUCULESCU *

Se raportează asupra unui fenomen nou de schimbare periodică a birefringenței în mixturi colesterice compensate în care s-au introdus coloranți pleochroici. Cîmpul apare în situația în care probelor li se aplică un cîmp electric continuu constant, la o temperatură constantă. Parametrul critic care favorizează apariția efectului este grosimea probelor.

Într-o serie de lucrări s-a studiat efectul de culoare în mixtura colesterică, binară compensată ChCl + ChLa în care s-au adăugat ca oaspeți diverși coloranți ca : rodhamină 6 G, derivați azoici ai cumilphenolului și sudani [1—5].

Spectrele probelor în lumina transmisă au fost trasate pentru valori crescătoare ale cîmpului electric continuu aplicat la diferite temperaturi. S-a studiat și variația transmisiei în funcție numai de temperatură [6]. S-a constatat că în anumite condiții, în probele colesterice se poate produce un regim de mișcare turbulentă care reprezintă o instabilitate electrohidrodinamică [4] întîlnită caracteristic în nematice sau în amestecuri colesteric + nematic.

În prezența cîmpului electric aplicat, structura în mișcare turbulentă produce difuzia dinamică a luminii transmise prin probă.

În lucrarea de față se prezintă un fenomen nou, de modificare periodică a microstructurii amestecului colesteric compensat, în condițiile în care se aplică probelor un cîmp electric continuu constant, la o temperatură menținută constantă în limitele de $\pm 0{,}5°C$. S-a constatat că acest fenomen depinde critic în primul rînd de grosimea probelor.

Efectul despre care discutăm s-a obținut pentru probe conținînd ca gazdă mixtura colesterică binară compensată clorura de colesteril + laurat de colesteril 65 : 35% în greutate în care s-a introdus ca oaspete

Manuscris primit la data de 8 iulie 1981.
* Șef lucrări dr., Catedra Fizică.

un derivat azoic de la paratoluidină al cumilfenolului sau sudan roşu în raportul 1 :100 în greutate (oaspete : gazdă).

Observaţiile microstructurale directe, în lumină transmisă, proba fiind plasată între polaroizi la extincţie, au pus în evidenţă evoluţia microstructurii în probele în care se produce periodic acest efect cu caracter pulsatoriu.

La temperatura de lucru, se aplică probelor în mezofază colesterică cu textură cu amprente sau conic focală (textura depinzînd de tempera-

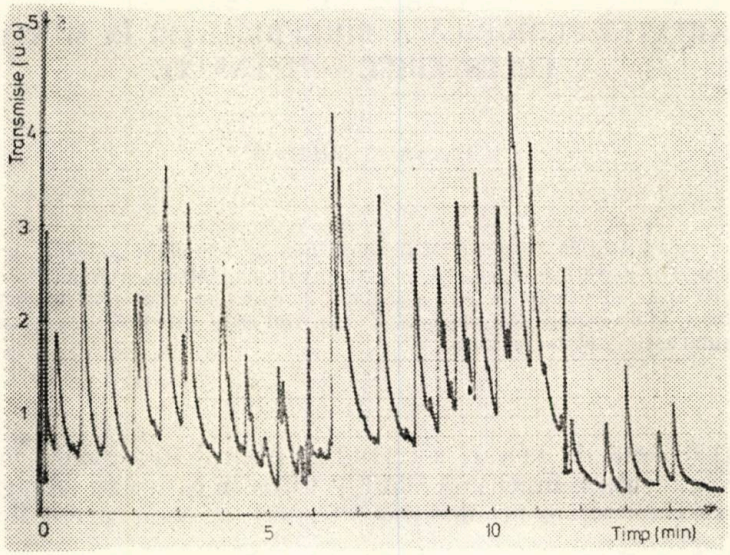


Fig. 1 — Variaţia transmisiei în funcţie de timp ; grosimea probei 24 μm, t = 7°C, U = 35 V, A ⊥ P.

tură), un cîmp electric care are o valoare mai mică decît cîmpul critic care ar putea produce transformarea colesteric-nematic [1—2] la temperatura respectivă.

În timp de 5′—10′ după aplicarea cîmpului electric, se imprimă o structură cu amprente alungite, paralele în medie cu o direcţie, sau respectiv domeniile structurii conic focale se alungesc şi, de asemenea, se aliniază în straturi paralele în medie cu o direcţie. La un moment dat toată structura se luminează brusc apărînd uniform colorată şi devenind birefringentă, după care relaxează şi fenomenul se repetă, fără a modifica din exterior nici un parametru. Perioada efectului nu este constantă şi din înregistrările făcute timp de mai multe ore şi în zile diferite s-a constatat că în medie perioada efectului depinde de temperatura la care se aplică cîmpul electric şi de asemenea de valorile cîmpului electric constant aplicat la diferite temperaturi.

În fig. 1 este redată o înregistrare directă a variaţiei în timp a intensităţii luminoase transmise de către o probă de 24 μm cu colorantul derivat azoic al cumilfenolului de la paratoluidină, proba fiind plasată între polaroizi la extincţie şi semnalul transmis fiind detectat cu ajutorul unui fotomultiplicator, apoi amplificat şi înregistrat pe un grafispot de

tip Sefram. Maximele transmisiei corespund birefringenței mari prezentată de probe în momentul saltului.

În fig. 2 este redată variația transmisiei în timpul unui singur salt, înregistrarea fiind realizată cu o rezoluție de timp a înregistratorului de 0,2 s/min.

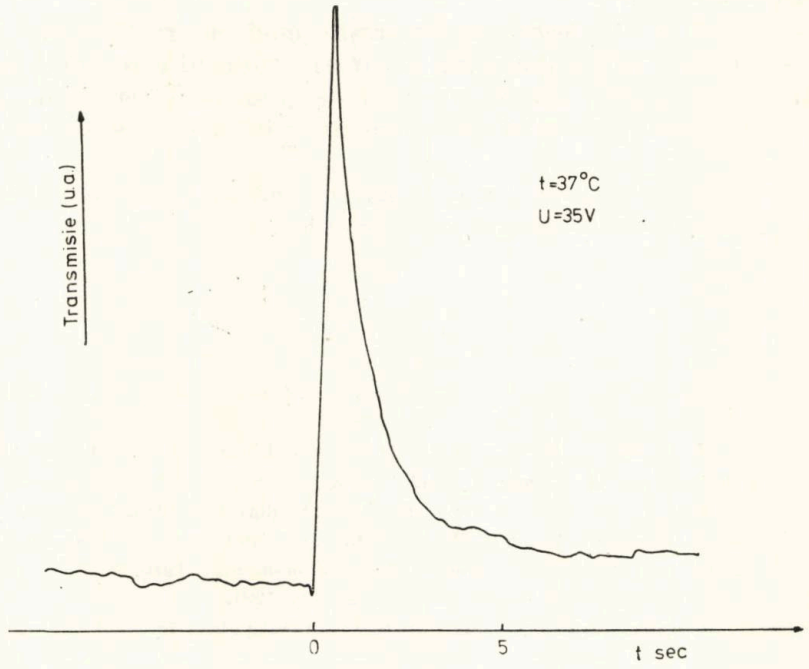


Fig. 2 — Variația transmisiei în timpul unui singur salt al structurii (viteza hîrtiei înregistratorului 0,2 s/min).

Modificarea bruscă și coerentă a microstructurii se produce într-un timp de ordinul zecimilor de secundă în timp ce relaxarea are loc într-un interval de timp mai lung, de ordinul a cîtorva secunde.

Se consideră că antrenarea coerentă a substanței se produce datorită unor centri birefringenți care intră în oscilație la aplicarea cîmpului electric. Acești centri se observă foarte bine microscopic cînd se mărește cîmpul electric aplicat probei și cristalul lichid este nematizat, nemaifiind birefringent; pe fondul negru (văzut între polaroizi la extincție) al texturii nematice homotrope apar acești centri birefringenți avînd forma unor cruciulițe de Malta.

În probele în care s-a obținut un efect pulsatoriu pronunțat, centrii birefringenți oscilează între pozițiile paralel și perpendicular față de planul electrozilor, atunci cînd sînt vizualizați pe fondul texturii nematice homeotrope.

În probe cu grosimi mai mari cu cîțiva microni, în care s-a înregistrat fenomenul de turbulență electrohidrodinamică, [4] acești centri bire-

fringenți se pot roti în jurul unor axe instantanee de rotație, antrenînd și cristalul lichid și formîndu-se vîrtejuri în structura respectivă.

În cazul grosimilor extreme (<20 μm, >30 μm) procesul de nematizare se produce „clasic" prin desrăsucirea treptată a elicei colesterice, pe măsură ce crește cîmpul electric aplicat [7] și nu se observă nici o oscilație a respectivilor centri.

Se consideră că efectul se datorește unei interacții între forțele elastice existente în aranjamentul microstructural al cristalului lichid și cîmpul electric aplicat și este favorizat de gradientul termic foarte mic ce apare în condițiile stabilizării temperaturii cu o precizie de numai 0,5°C.

De asemenea, s-a constatat că parametrul critic care condiționează apariția acestui efect este grosimea probelor.

BIBLIOGRAFIE

1. *I. Cuculescu, A. Enache, C. Florea, R. Iorgulescu*, Rev. Roum. de Phys. 24, 10, 1979, 993—999.
2. *I. Cuculescu, A. Enache, I. Baciu, O. Savin*, Mol. Cryst. Liq. Cryst. (SUA) — 71, 87, 1981.
3. *I. Cuculescu, C. Florea, A. Enache, I. Baciu*, Displays (Anglia) 2, 2, 1980, 86—94.
4. *I. Cuculescu, R. Bena, E. Popa, O. Savin*, Displays (Anglia) 2, 3, 1980, 143—148.
5. *I. Cuculescu, A. Enache, C. Florea, R. Bena*, Comunicare B.29 la Colocviul Național de Optică ediția a II-a ICEFIZ — București 9—10 octombrie 1980.
6. *A. Enache, I. Cuculescu*, Rev. Roum. de Phys. 26, 10, 1981.
7. *C. Moțoc, I. Cuculescu, M. Honciuc*, Mol. Cryst. Liq. Cryst (SUA) 45, 1978, 215—219.

Periodical Change of Birefringence in Cholesteric Compensate Mixtures

It is a report about a new phenomenon of periodical change of birefringence in cholesteric compensate mixture with pleochroic dyes added. The effect appears for a constant d.c. electric field applied on the samples at a constant temperature.

The critical parameter which favours the appearance of effect is the thickness of samples.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 535.145

CONTRIBUȚII ÎN STUDIUL LASERILOR CU VAPORI METALICI CU CATOD CAVITAR

M. I. CILEA, GABRIELA F. CONE, C. P. CRISTESCU, I. M. POPESCU, A. M. PREDA *

Lucrarea prezintă rezultatele cercetărilor efectuate asupra laserilor ionici cu vapori metalici în Catedra de fizică din Institutul politehnic București.

Pentru acești laseri cea mai eficientă structură este cea cu catod cavitar care asigură un cîștig mare pentru tranziții care implică excitarea prin transfer de sarcină. S-au realizat sisteme care pot funcționa cu eficiență satisfăcătoare și care au viață îndelungată.

1. Introducere

În clasa laserilor ionici, laserii cu vapori metalici cu catod cavitar formează o categorie aparte atît în privința mecanismelor de excitare, cît și în privința structurii și performanțelor. Aceste sisteme pot genera oscilații laser pe un număr mare de tranziții acoperind un domeniu spectral întins între 0,2 μm (UV) și 2 μm (IR). Laserii cu catod cavitar se caracterizează printr-un randament rezonabil, intensități nu prea mari pentru curenții de prag, cîștig mare, raport semnal/zgomot mare și cerințe constructive nepretențioase. Puterea de ieșire este mult mai mare decît în cazul laserilor care utilizează ca mediu activ coloana pozitivă a unei descărcări electrice (de ex. laserul cu He—Ne). Mecanismul de excitare principal în laserii cu vapori metalici cu catod cavitar este bazat pe transferul de sarcină care implică specii ionice, foarte abundente în zona catodică. Densitatea de saturare a acestora este cu două ordine de mărime mai mare decît pentru speciile metastabile implicate în mecanismele de excitare ale laserilor în coloana pozitivă. Puterile de ieșire ale laserilor cu vapori metalici cu catod cavitar se apropie de puterea laserului cu argon, atingînd valori de ordinul watt-ului.

Dintre laserii cu vapori metalici cu catod cavitar (He—Cd, He—Zn, He—Hg, He—Ag, He—Cu etc.) cele mai bine studiate sînt sistemele în care oscilația se face pe linii ionice ale cadmiului (He—Cd) sau zincului (He—Zn). În cele ce urmează vom da o succintă prezentare a contribuțiilor

Manuscris primit la data de 7 iulie 1981.
* Asist, Șef lucrări, Conf. dr.; Prof. dr. ing.; Conf. dr., Catedra Fizică.

grupului de cercetare în domeniul laserilor al Catedrei de fizică a Institutului politehnic din București în studiul laserilor cu vapori de cadmiu sau zinc cu catod cavitar.

2. Structura și modul de funcționare

În laserii cu catod cavitar, mediul activ laser este constituit de lumina negativă din zona catodică a unei descărcări electrice [1]. Oscilațiile laser se produc între nivele ale ionilor metalici. Prezența acestora în spațiul descărcării se realizează sau prin vaporizarea metalului sau prin pulverizarea catodică a acestuia.

Una dintre problemele pe care le ridică construcția acestor laseri este legată de cerința ca descărcarea să se producă în interiorul cavității catodice. Aceasta se poate realiza dacă se utilizează un catod sub forma unui tub metalic al cărui perete este perforat de orificii sau fante, iar anodul este așezat în vecinătatea lui (figura 1 a) [2, 3]. Alternativ, se poate utiliza un sistem catodic segmentat astfel încît descărcarea se aprinde pe la capetele segmentelor catodice (figura 1 b), lungimea acestora fiind limitată de cerința de omogenitate longitudinală [4].

În mod obișnuit, catodul este neted în interior, dar unele studii [5, 6], arată că un catod prevăzut cu vîrfuri dispuse radial avînd o densitate ridicată (~ 500 cm^{-2}), așa cum arată figura 1 c, ar putea duce la creșterea puterii pentru unele tranziții laser.

Cînd atomii metalici se obțin predominant prin pulverizare, cavitatea catodică se realizează prin tăierea unei fante de-a lungul unei bare din metalul de interes (figura 1 d).

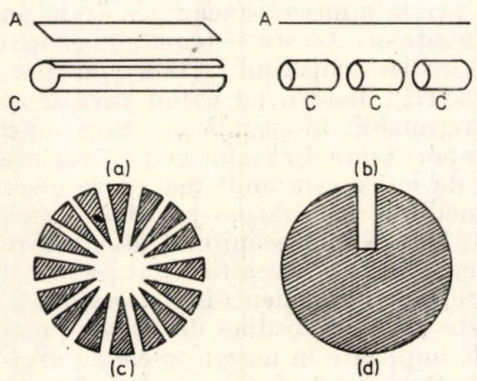


Fig. 1

Densitatea înaltă a plasmei din cavitatea catodică, datorită în primul rînd sarcinii spațiale pozitive care ia naștere în această zonă, face ca aceasta să fie foarte potrivită pentru excitarea tranzițiilor ale căror nivele superioare sînt populate prin reacții cu transfer de sarcină de tipul :

$$A_m + I_g \rightarrow I_m^* + A_g \qquad (1)$$

Un ion de gaz (heliu, de exemplu), I_g, ciocnește inelastic un atom metalic (cadmiu, de exemplu), A_m, luînd naștere un ion metalic excitat I_m^* și atomul de gaz în starea fundamentală A_g.

Densitatea speciilor metastabile este, de asemenea, înaltă astfel încît și nivelele a căror excitare se face prin reacții Penning de forma

$$A_m + M_g \rightarrow I_m^* + A_g + e \qquad (2)$$

sînt puternic populate. Aici, M_g reprezintă un atom de gaz tampon (heliu) în starea metastabilă, iar e un electron. Acestor procese li se asociază excitarea prin ciocniri directe cu electroni [7, 8], care se poate scrie

$$A_m + e \rightarrow I_m^* + 2e \tag{3}$$

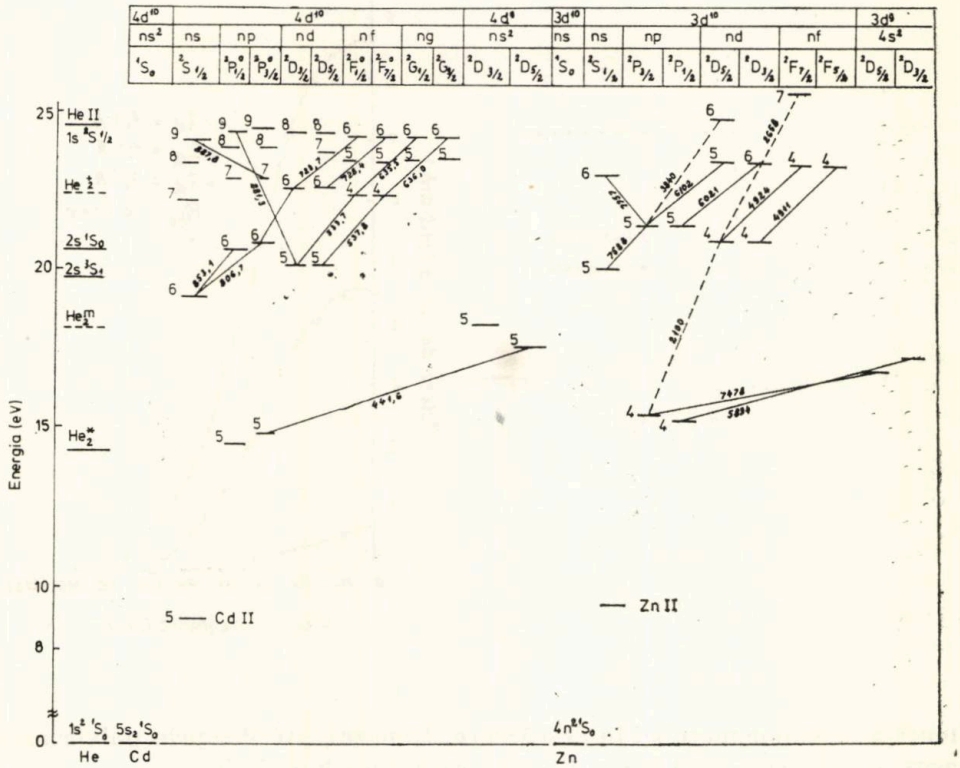


Fig. 2

Tranzițiile care pot fi excitate prin mecanismele menționate sînt reprezentate pe figura 2 în care se dau nivelele relevante pentru Cd II și Zn II precum și nivelele metastabile pentru atomii de He și nivelul fundamental ionic al He.

Puterea de ieșire a laserului depinde de parametrii descărcării (curent, presiune, temperatură) prin influența acestora asupra mecanismelor de excitare și implicit asupra cîștigului tranziției [9, 10].

3. Laserul cu catod cavitar în cîmp magnetic

Influența cîmpului magnetic asupra laserilor cu catod cavitar este puțin abordată. Studiile efectuate în legătură cu comportarea acestor laseri în cîmpuri magnetice transversale sau longitudinale [11—15] arată că nu se poate obține o creștere substanțială a puterii de ieșire prin apli-

carea cîmpului magnetic în cazul laserilor cu catod cavitar prin vaporizare. Efectul catodului cavitar care duce la o creștere importantă a curentului de descărcare cînd se aplică un cîmp magnetic, nu poate fi utilizat deoarece aceasta ar duce la o creștere a temperaturii și deci la o densitate prea

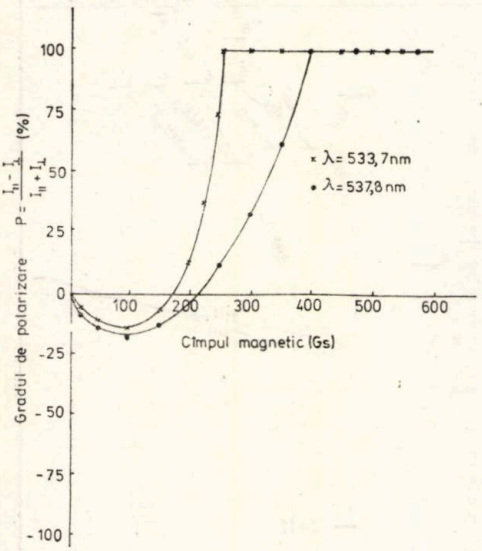


Fig. 3

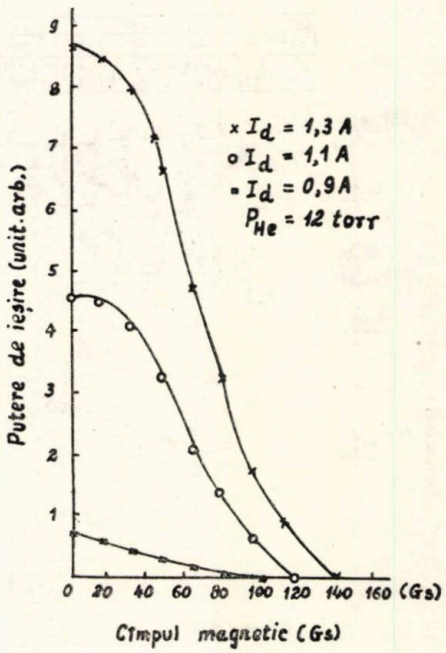


Fig. 4

mare a atomilor metalici în descărcare. În cazul laserilor prin pulverizare acest efect poate fi un factor de creștere a puterii de ieșire.

Variația de putere a laserului cu cîmpul magnetic longitudinal, arătată în figura 3, demonstrează că sistemul poate fi utilizat pentru modularea eficientă a semnalului laser la frecvențe nu prea înalte.

Modificarea stării de polarizare a radiației laser prezentată în figura 4, arată că, aplicarea unui cîmp magnetic transversal de valoare moderată transformă radiația nepolarizată a unui laser cu oglinzi interne în radiație liniar polarizată.

Cîmpurile magnetice au o influență importantă asupra modurilor de oscilație [10] modificîndu-se distribuția transversală a intensității fasciculului laser.

Un cîmp longitudinal duce la o rotire importantă a planului de polarizare a oscilației unui laser cu ferestre la unghi Brewster [15].

Efectele observate au putut fi explicate [10—15] ținînd seama de efectul cîmpului magnetic asupra tranziției atomice (efectul Zeemann), pe de o parte, și asupra mecanismelor din plasmă, pe de alta.

4. Modularea puterii laserului prin controlul fluxului de particule

Fluxul de particule purtătoare de sarcină între anod și catod poate fi controlat în limite foarte largi dacă între cei doi electrozi se interpune un al treilea electrod sub forma unei grile. Prin variația potențialului grilei între zero și potențialul anodic se poate controla puterea de ieșire fără a se induce o variație sensibilă a parametrilor macroscopici ai descărcării [16, 17].

Acest efect permite modularea în putere a fasciculului laser la frecvențe moderate limitate de inerția proceselor din plasmă. Determinarea frecvenței limită de răspuns a dispozitivului furnizează informații importante în legătură cu mecanismele din plasma cavității catodice [18].

5. Concluzii

Laserii ionici cu vapori metalici în catod cavitar au constituit un domeniu de cercetare foarte larg abordat în ultimii ani. S-au obținut oscilații pe un număr mare de tranziții din infraroșu pînă în ultravioletul îndepărtat, utilizîndu-se ca mediu activ diferite combinații vapori metalici — gaz inert. În cazul laserului cu He—Cd s-a obținut lumină albă prin oscilația simultană pe trei lungimi de undă foarte apropiate de extremitățile diagramei cromatice.

Cercetările asupra acestor sisteme laser au avut ca rezultat și o înțelegere bună a mecanismelor care produc inversia de populație.

Cu toate acestea sînt încă necesare cercetări susținute pentru a aduce aceste sisteme în apropierea optimului posibilităților lor, atît în ceea ce privește puterea de ieșire și stabilitatea, cît și durata de viață.

BIBLIOGRAFIE

[1]. *C. P. Cristescu, G. F. Cone, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Rev. Roum. Phys. *21,* 153, (1976).
[2]. *C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Rev. Roum. Phys. *22,* 447, (1977).
[3]. *C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Bul. Instit. Polit. Buc. *XXXIX,* 19, (1977).
[4]. *C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Consfătuirea de lucru a Centrului Național de Fizică, (1976).
[5]. *C. P. Cristescu, A. M. Preda, I. M. Popescu, M. I. Cilea,* Bul. Instit. Polit.Buc.,(1980).
[6]. *C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Sesiunea științifică de fizica plasmei a Institutului de fizica și tehnologia aparatelor cu radiații, aprilie 1979.
[7]. *C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Rev. Roum. Phys. *18,* 859, (1973).
[8] *C. P. Cristescu,* Rev. Roum. Phys. *23,* 117, (1978).
[9]. *C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Rev. Roum. Phys. *23,* 1097, (1978).
[10]. *C. P. Cristescu,* Stud. Cerc. Fiz., *32,* 257, (1980).
[11] *C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. I. Lupașcu, A. M. Preda,* Canad. Journ. Phys., *56,* 1071, (1978).
[12]. *C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Journ. of Physics D : Appl. Phys. (Anglia) *12,* 845, (1979).
[14]. *G. F. Cone, C. P. Cristescu, A. I. Lupașcu, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Colocviul național de optică, Ed. II, București, octombrie 1980.
[15]. *C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Sesiunea de fizica plasmei a Institutului de fizica și tehnologia aparatelor cu radiații, aprilie 1979.
[16]. *M. I. Cilea, C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda,* Rev. Roum. Phys. (în curs de publicare).

[17]. *M. I. Cilea, C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda*, Conferința națională de fizica și tehnica plasmei, București, iunie 1981.
[18]. *M. I. Cilea, C. P. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda*, Bul. Inst. Polit. Buc. (în curs de publicare).

Contributions to the Study of the Hollow Cathode Metal Vapour Laser

The work presents the results of the research in the field of ionic metal vapour lasers obtained in the Quantum Electronics Laboratory of the Polytechnic Institute of Bucharest.

The most efficient structure for this type of lasers is the hollow cathode discharge which insures a high gain for transitions excited by charge transfer processes.

Reliable devices have been constructed which can oscillate on ionic transitions of Cd or Zn with good beam qualities and satisfactory lifetime.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.313
538.533

CÎMPUL ELECTROMAGNETIC AL BOBINELOR CILINDRICE ECRANATE

C. BĂLĂ *

În lucrare se stabilesc expresii analitice de calcul pentru cîmpul electromagnetic cuasistaționar al bobinelor cilindrice de secțiune dreptunghiulară, fără miez feromagnetic, în funcție de care se calculează inductivitatea, forțele și pierderile suplimentare în bobine. Soluțiile stabilite corespund bobinelor ecranate frontal și lateral cu ecrane feromagnetice sau electromagnetice.

Bobinele fără miez feromagnetic se construiesc cu ecrane feromagnetice (constituite din pachete de tole feromagnetice), electromagnetice (constituite din plăci conductoare de cupru sau aluminiu), sau parțial magnetic și parțial electromagnetice (v. figura 1).

Pentru calculul inductivităților bobinelor, al forțelor electromagnetice și al pierderilor suplimentare în bobine și ecrane este necesar să se determine cîmpul electromagnetic produs de bobină.

Ipotezele simplificatoare în care se rezolvă problema sînt următoarele : se consideră regimul cuasistaționar, se presupune că sistemul format de înfășurare și ecrane prezintă o simetrie cilindrică, solenația înfășurării are numai o componentă tangențială și este distribuită uniform în spațiul acesteia, iar ecranele au proprietăți limită (ecranul magnetic are permeabilitatea magnetică infinită și ecranul electromagnetic este supraconductor). Se consideră cazul bobinelor de secțiune dreptunghiulară.

Cu notațiile și sistemul de axe din figura 2, ecuația potențialului magnetic vector $\bar{A}$ este

$$\Delta \bar{A} = -\mu_0 \delta \bar{J} \tag{1}$$

în care $\bar{J}$ este densitatea de curent în bobină, iar
$\delta = 1$, în subdomeniul 2 din figura 2,
$\delta = 0$, în subdomeniile 1 și 3 din figura 2.

Manuscris primit la data de 1 octombrie 1981.
* Prof. dr. ing., Catedra Mașini electrice.

În sistemul de coordonate cilindrice cu ipotezele adoptate potențialul magnetic vector prezintă numai o componentă tangențială $A_\theta(r, z)$, care satisface ecuația următoare

$$\frac{\partial^2 A_\theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial A_\theta}{\partial r} - \frac{A_\theta}{r^2} + \frac{\partial^2 A_\theta}{\partial z^2} = -\mu_0 \partial J(z) \tag{2}$$

cu condițiile pe frontiere notate corespunzător în figurile 1 a, b, c și d. (componenta tangențială a inducției magnetice este nulă la suprafața

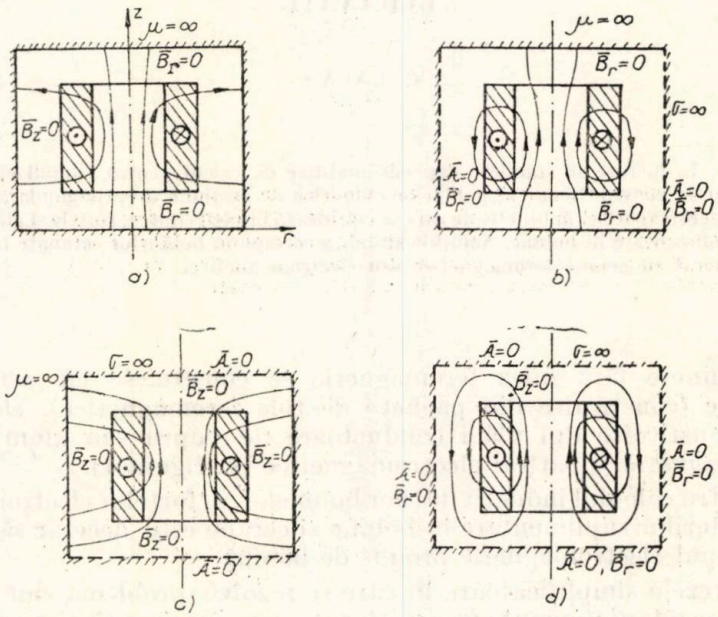


Fig. 1

ecranelor feromagnetice, respectiv componenta normală a inducției magnetice este nulă la suprafața ecranelor electromagnetice).

Componentele inducției magnetice sînt date de relațiile următoare:

$$B_r = -\frac{\partial A_\theta}{\partial z}, \quad B_z = \frac{1}{r}\frac{\partial r A_\theta}{\partial r}, \quad B_\theta = 0 \tag{3}$$

Pentru rezolvarea ecuației (2), se descompune curba densității de curent $J(z)$ în serie Fourier, considerînd imaginile solenațiilor față de juguri, corespunzătoare figurilor 1 a, b în care jugul frontal este feromagnetic, respectiv figurilor 1 c și d în care jugul frontal este constituit dintr-un ecran electromagnetic supraconductor. În figura 3 s-au reprezentat curbele densităților de curent corespunzătoare cazurilor menționate

(figura 3 a pentru bobina cu ecran magnetic, în zona frontală și figura 3 b pentru bobina cu ecran electromagnetic).

Curba densității de curent $J(z)$ se descompune în serie Fourier:

$$J(z) = J_0 + \sum_{\nu=1}^{\infty} J_\nu \cos mz, \tag{4}$$

în care

$$\left.\begin{aligned} J_0 &= \frac{1}{2l}\int_0^{2l} J(z)\,\mathrm{d}z \\ J_\nu &= \frac{2}{\pi}\int_0^{l} J(z)\cos mz\,\mathrm{d}z, \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

iar

$m = \nu\dfrac{2\pi}{l}$, pentru bobinele cu ecrane feromagnetice în zonele frontale;

$m = \nu\dfrac{\pi}{l}$, pentru bobinele cu ecrane electromagnetice în zonele frontale.

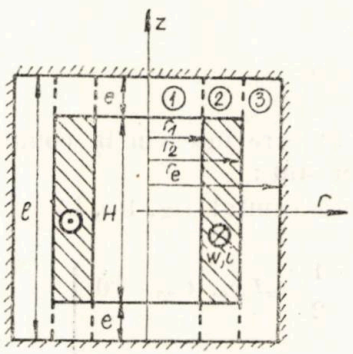


Fig. 2

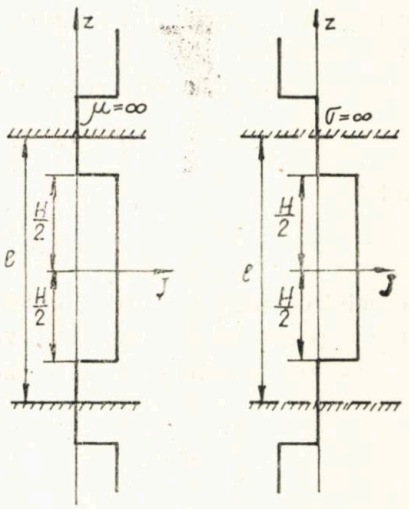


Fig. 3

Potențialul magnetic vector se poate scrie sub formă de serie Fourier

$$A_\theta(r, z) = A_0(r) + \sum_{\nu=1}^{\infty} A_\nu(r)\cos mz; \tag{6}$$

pentru componentele $A_0(r)$ şi $A_\nu(r)$, rezultă din ecuaţia (2) următoarele ecuaţii diferenţiale :

$$\left.\begin{aligned} \frac{d^2A_0}{dr^2}+\frac{1}{r}\frac{dA_0}{dr}-\frac{A_0}{r^2} &= -\mu_0\delta J_0 \\ \frac{d^2A_\nu}{dr^2}+\frac{1}{r}\frac{dA_\nu}{dr}-\frac{A_\nu}{r^2}-m^2A_\nu &= -\mu_0\delta J_\nu \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

cu soluţiile

$$\left.\begin{aligned} A_{s,0}(r) &= C_{s,0}r+\frac{D_{s,0}}{r}-\mu_0\delta J_0\frac{r^2}{3} \\ A_{s,\nu}(r) &= C_{s,\nu}I_1(mr)+D_{s,\nu}K_1(mr)-\frac{\mu_0\pi}{2m^2}\delta J_\nu L_1(mr) \end{aligned}\right\} \tag{7 a,b}$$

în care s-a notat cu I_1 şi K_1 — funcţiile Bessel modificate de prima şi a doua speţă, de primul ordin, iar L_1 este funcţia Struve modificată de primul ordin; $s = 1, 2, 3$ — corespunzător celor trei subdomenii (pentru $s = 1$, respectiv 3, $\delta = 0$, iar pentru $s = 2$, $\delta = 1$).

Constantele C şi D din sistemul de ecuaţii de mai sus se determină din condiţiile pe frontieră, notate în figura 1 şi de continuitate a cîmpului magnetic şi a potenţialului magnetic vector pe suprafeţele de separaţie dintre subdomenii.

În axa bobinei, componenta radială a cîmpului magnetic este nulă

$$B_r = 0, \text{ pentru } r = 0 \tag{8}$$

şi rezultă

$$D_{1.0}, D_{1.\nu} = 0 \tag{9}$$

Celelalte constante din soluţia (7 a) care intervin în componenta continuă a potenţialului magnetic vector sînt :

— pentru bobinele ecranate magnetic frontal (fig. 1 a, b)

$$\left.\begin{aligned} C_{10} &= \frac{1}{2}\mu_0 J_0(r_2-r_1), \quad C_{20}=\frac{1}{2}\mu_0 J_0 r_2, \quad C_{30}=0 \\ D_{20} &= -\frac{1}{6}\mu_0 J_0 r^3; \quad D_{30}=\frac{1}{6}\mu_0 J_0(r_2^3-r_1^3) \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

— pentru bobinele cu ecran electromagnetic frontal (fig. 1 c, d);

$$C_{10} = C_{20} = C_{30} = D_{20} = D_{30} = 0 \tag{11}$$

Pentru constantele din relaţia (7 b) care determină armonicile spaţiale ale potenţialului magnetic vector, rezultă expresiile :

$$\left.\begin{aligned} C_{1,\nu} &= C_{3,\nu} + \frac{\mu_0}{m^2} J_\nu \int_{x_1}^{x_2} xK_1(x)\,\mathrm{d}x\,; \\ C_{2,\nu} &= C_{3,\nu} + \frac{\mu_0}{m^2} J_\nu \int_0^{x_1} xK_1(x)\,\mathrm{d}x \\ C_{3,\nu} &= \frac{\mu_0}{m^2} J_\nu (-1)^h \frac{K_h(x_e)}{I_h(x_e)} \int_{x_1}^{x_2} xI_1(x)\,\mathrm{d}x \\ D_{2,\nu} &= -\frac{\mu_0}{m^2} J_\nu \int_0^{x_1} xI_1(x)\,\mathrm{d}x\,; \quad D_{3,\nu} = \frac{\mu_0}{m^2} J_\nu \int_{x_1}^{x_2} xI_1(x)\,\mathrm{d}x \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

în care $h = 0$, la bobinele cu ecran magnetic lateral.

$h_1 = 1$, la bobinele cu ecran electromagnetic lateral.

S-a notat cu $x = mr$, $x_1 = mr_1$ şi $x_e = mr_e$.

La determinarea constantelor $C_{s\nu}$ şi $D_{s\nu}$ s-au aplicat relaţiile următoare :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x} xI_1(x) = xI_0(x)\,; \quad \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x} xK_1(x) = -xK_0(x)\,; \quad \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x} xL_1(x) = xL_0(x)$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x} I_0(x) = I_1(x)\,; \quad \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x} K_0(x) = -K_1(x)\,; \quad \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x} L_0(x) = \frac{2}{\pi} + L_1(x)$$

$$I_0(x)\,K_1(x) + K_0(x)\,L_1(x) = \frac{1}{x}$$

$$x[L_1(x)\,K_0(x) + K_1(x)\,L_0(x)] = \frac{2}{\pi} \int_0^x xK_1(x)\,\mathrm{d}x$$

$$x[L_1(x)\,I_0(x) - I_1(x)\,L_0(x)] = -\frac{2}{\pi} \int_0^x xI_1(x)\,\mathrm{d}x$$

În relaţiile de mai sus, I_0 şi K_0 sînt funcţiile Bessel modificate de prima şi a doua speţă, de ordinul zero, iar L_0 este funcţia Struve modificată de ordinul zero.

Inductivitatea bobinei se calculează cu relaţia

$$L = \frac{1}{i^2} \iiint \bar{J}\bar{A}r\,\mathrm{d}\theta\,\mathrm{d}z\,\mathrm{d}r \tag{13}$$

Considerînd faptul că $\bar{J}$ şi $\bar{A}$ prezintă numai o componentă tangenţială la bobina cilindrică, iar $J = \dfrac{wi}{(r_2 - r_1)H} \neq 0$ numai în zona înfă-

şurării (w — numărul de spire, i — curentul prin bobină, H-înălţimea bobinei), rezultă :

$$L = \frac{w}{bH} \frac{2\pi}{i} \int_{-H/2}^{H/2} \int_{r_1}^{r_2} A_\theta(r, z)\, r\, \mathrm{d}z,\, \mathrm{d}r, \tag{14}$$

în care $b = r_2 - r_1$ este grosimea bobinei. Cu $A_\theta(r, z)$ dat de relaţia (6) se obţine :

$$L = \frac{w}{bH} \frac{2\pi}{i} \int_{r_1}^{r_2} \left[HA_{0,2}(r) + \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2}{m} \sin m \frac{H}{2} A_{\nu,2}(r) \right] r\, \mathrm{d}r \tag{15}$$

Forţele electromagnetice care se produc asupra bobinei se calculează în funcţie de inducţia magnetică, respectiv de densitatea de curent. Din relaţiile (3) rezultă componentele cîmpului inducţiei magnetice din spaţiul bobinei în funcţie de potenţialul magnetic vector :

$$\left.\begin{aligned} B_{r_2} &= \sum_{\nu=1}^{m} m \left[C_{2,\nu} I_1(mr) + D_{2,\nu} K_1(mr) - \frac{\mu_0}{2m^2} J_\nu I_1(mr) \right] \sin mz \\ B_{z_2} &= \mu_0 J_0 (r_2 - r) + \sum_{\nu=1}^{\infty} m \left[C_{2,\nu} I_0(mr) - D_{2,\nu} K_0(mr) - \frac{\mu_0 \pi}{2m^2} J_\nu L_0(mr) \right] \cos mz \end{aligned}\right\} \tag{16}$$

Forţele electromagnetice locale asupra conductorului bobinei de lungime unitate sînt :

— Forţa radială

$$f_r = iB_{z_2} \tag{17}$$

— Forţa axială

$$f_a = iB_{r_2} \tag{18}$$

Forţele electromagnetice asupra ecranelor se calculează cu relaţia

$$f_e = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0}, \tag{19}$$

în care B este componenta normală a inducţiei magnetice la suprafaţa ecranelor feromagnetice, respectiv componenta tangenţială la suprafaţa ecranelor electromagnetice.

BIBLIOGRAFIE

1. *M. Christoffel, A. Kuster,* Méthode permétant de déterminer, à l'aide d'une calculatrice numérique, les efforts électrodynamiques agissant sur les enroulements de transformateurs lors de court-circuits. Revue Brown-Boveri, 47(1960), p. 321–328.

The Electromagnetic Field of Shielded Cylinder Coils

The paper establishes some analytical expressions for the computation of the quasi-stable electromagnetic field of cylinder coils with rectangular cross-section, without ferromagnetic cores, function of which the coil inductivity, forces and losses can be calculated. The solutions reached are valid for coils with ferromagnetic/electromagnetic front or lateral shields.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.316.1

INTEGRAREA NUMERICĂ A ECUAȚIILOR DE PROPAGARE CU PARAMETRI TRANZITORII ȘI CAPACITATE NELINEARĂ

AL. TIMOTIN, D. CRISTESCU *

Ecuațiile de propagare cu parametri tranzitorii pentru linia unifilară cu întoarcere prin sol [3] [4] au fost completate cu un termen nelinear care ia în considerare efectul corona, caracterizat pe baza măsurătorilor efectuate în laborator [6]. A fost elaborat un program numeric pentru integrarea acestor ecuații. Rezultatele obținute prin calcul, privind propagarea unei unde de șoc pe o linie de înaltă tensiune studiată experimental, sînt în foarte bună concordanță cu cele obținute prin măsurători.

1. Introducere

Studiul propagării undelor de șoc datorate supratensiunilor atmosferice, pe liniile electrice, a pus în evidență [1] o atenuare puternică și o deformare a acestor unde fenomene determinate în parte de efectul pelicular din sol și din conductoarele liniei [2], [3], [4] și în parte de efectul corona [5], [6].

În regim permanent simetric și la tensiuni maxime inferioare unui anumit prag U_{co} ambele efecte sînt neglijabile. Supratensiunile atmosferice au durate foarte scurte și un caracter omopolar (cu întoarcere prin sol). La frecvențele (de ordinul MHz), corespunzătoare acestor unde, adîncimea de pătrundere a cîmpului este de cca. 500 ori mai mică decît la 50 Hz și rezistența tranzitorie longitudinală crește corespunzător. Pe altă parte, efectul corona modifică valoarea instantanee a capacității dinamice a liniei pe frontul undei de șoc, cu histerezis (revenire la o capacitate dinamică apropiată de aceea geometrică pe spatele undei), ceea ce atrage o modificare specifică [6] a frontului undei și o atenuare suplimentară.

La frecvență dată efectul pelicular și impedanța complexă longitudinală corespunzătoare a liniei aeriene cu întoarcere prin sol au fost studiate de Carson [7] și Pollaczeck. În regim tranzitoriu și fără corona fenomenele sînt liniare și analiza Fourier permite studiul propagării tranzitorii [9] cu forma complexă a ecuațiilor telegrafiștilor. Dar în regim tranzitoriu

Manuscris primit la data de 28 august 1981.
* Prof. dr. doc. ing., Catedra Electrotehnică; Prof. dr. ing. Catedra Rețele electrice.

şi în prezenţa efectului corona fenomenele sînt neliniare şi cu histerezis, şi analiza Fourier nu mai este direct aplicabilă.

De aceea în această lucrare se utilizează ecuaţiile de propagare cu parametri tranzitorii, stabilite pentru prima dată în lucrarea [2] şi integrate analitic în [4] şi numeric în [8] (în cazul linear). Acestea sînt ecuaţii satisfăcute de valorile instantanee ale tensiunii şi curentului, care generalizează ecuaţiile telegrafiştilor în prezenţa efectului pelicular şi pot fi integrate direct în timp, cu metode numerice, chiar şi în cazul introducerii unor termeni de tip corona.

Ca urmare se prezintă mai jos o metodă numerică de integrare pentru aceste ecuaţii, cu scopul de a demonstra posibilitatea predeterminării formei undei care se propagă, pe baza caracteristicilor efectului corona determinate în prealabil în laborator [6].

2. Ecuaţiile de propagare integrate.

Considerăm că efectul corona poate fi reprezentat suficient de exact printr-o dependenţă neliniară şi cu histerezis

$$q = q\left(u, \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right) \tag{1}$$

a sarcinii electrice lineare instantanee a conductorului, q, în raport cu tensiunea lui instantanee u, faţă de sol. Ecuaţiile de propagare (v. [3]) cu capacitate transversală neliniară, în acord cu (1), vor fi:

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = l_{ext}\frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial t}\int_0^t r(t-t')\cdot i(x,t')\,\mathrm{d}t' \tag{2}$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = \frac{\partial q}{\partial t} + i_g = c_{din}\frac{\partial u}{\partial t} + g_0 u \tag{3}$$

În aceste ecuaţii: x este distanţa de la începutul liniei; t este timpul; $u(x, t)$ şi $i(x, t)$ sînt tensiunea şi curentul instantanee; $q(x, t)$ şi $i\,(x, t)$ sînt sarcina lineică instantanee şi curentul lineic instantaneu de pierderi prin izolaţie;

$$l_{ext}[\mathrm{H/m}],\ c_0 = c_{geo}\ [\mathrm{F/m}] \tag{4}$$

sînt parametrii lineici ai liniei fără efect pelicular şi corona, iar

$$c_{din} = c_{din}\left(u, \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right) = \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} \geqslant c_{geo} \tag{5}$$

este capacitatea lineică dinamică, neliniară.
Totodată

$$r(t) = -\left(\frac{\partial u}{\partial x}\right)_{i(t)=I(t)} \tag{6}$$

e rezistența tranzitorie lineică calculată prima dată în lucrarea [10]. Se arată că introducînd constantele de timp de pătrundere a cîmpului electromagnetic în conductoare τ_i (de ordinul milisecundei) și în sol τ_s (de ordinul microsecundei)

$$\tau_i = \mu_i \sigma_i a^2 ; \quad \tau_s = \mu_s \sigma_s h^2 \approx \mu_0 \sigma_s h^2 = \nu_i \tau_i \tag{7}$$

— în expresiile cărora intervin permeabilitățile magnetice μ_i și $\mu_s = \mu_0$ și conductivitățile electrice σ_i și σ_s, ale conductorului liniei și solului, raza a a conductorului și înălțimea medie h a acestuia deasupra solului — și introducînd timpii relativi

$$\theta_i = \frac{t}{\tau_i} = \nu_i \theta_s, \quad \theta_s = \theta = \frac{t}{\tau_s} \tag{8}$$

rezistența tranzitorie $r(t)$ a liniei se exprimă cu ajutorul a două funcții universale: $\rho_i(\theta_i)$ (r.t. relativă a firului) și $\rho_s(\theta_s)$ (r.t. relativă a solului, reprezentate în fig. 1) sub forma relativă:

$$\rho(\theta) \overset{d}{=} \frac{r(t)}{r_{oi}} = \frac{r_i(t) + r_s(t)}{r_{oi}} = \rho_i(\nu_i \theta) + K_o \cdot \rho_s(\theta) ; \; K_o = \frac{1}{\pi h^2 \sigma_s r_{oi}} \tag{9}$$

în care r_{oi} e rezistența de curent continuu a firului. Introducînd parametrii liniei fără pierderi cu aceeași geometrie

$$v_o = 1/\sqrt{l_{ext} \cdot c_{geo}} ; \quad Z_o = \sqrt{l_{ext}/c_{geo}} \tag{10}$$

coordonatele relative (ξ și θ) și curentul normalizat (a)

$$\xi = x/(\nu_o \tau_s) ; \; \theta = \theta_s = t/\tau_s ; \; a = Z_0 \cdot i(x, t) = a(\xi, \theta) \tag{11}$$

se obțin ecuațiile normalizate cu variabile relative

$$-\frac{\partial u}{\partial \xi} = \frac{\partial a}{\partial \theta} + \nu_r \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^\theta \rho(\theta - \theta') \cdot a(\xi, \theta') \, d\theta' \tag{12}$$

$$-\frac{\partial a}{\partial \theta} = \varkappa \left(u, \frac{\partial u}{\partial \theta} \right) \cdot \frac{\partial u}{\partial \theta} + \nu_g \cdot u \tag{13}$$

în care apar coeficienții de pierderi Joule longitudinale (ν_r) și transversale (ν_g):

$$\nu_r = r_{oi} \tau_s / l_{ext} \ll 1 ; \quad \nu_g = g_o \tau_s / c_{geo} \ll 1 \tag{14}$$

şi capacitatea dinamică relativă ($\varkappa$) pentru care s-a adoptat modelul simplificat:

$$\varkappa \overset{d}{=} \frac{c_{din}}{c_{geo}} = \varkappa\left(u, \frac{\partial u}{\partial \theta}\right) =$$

$$(15) \qquad = \begin{cases} 1 & 0 \leqslant u \leqslant U_{co} \\ 1 + (\varkappa_{cor} - 1)\sqrt{\dfrac{u - U_{co}}{U_{c1} - U_{co}}} & U_{oc} \leqslant u \leqslant U_{c1} \\ \varkappa_{cor} = \dfrac{c_{cor}}{c_{geo}} & U_{c1} \leqslant u \leqslant U_{max} \\ \varkappa_{ret} = \dfrac{c_{ret}}{c_{geo}} & 0 < u < U_{max} \end{cases} \quad \begin{cases} \\ \\ \dfrac{\partial u}{\partial t} \geqslant 0 \\ \\ \dfrac{\partial u}{\partial t} < 0 \end{cases}$$

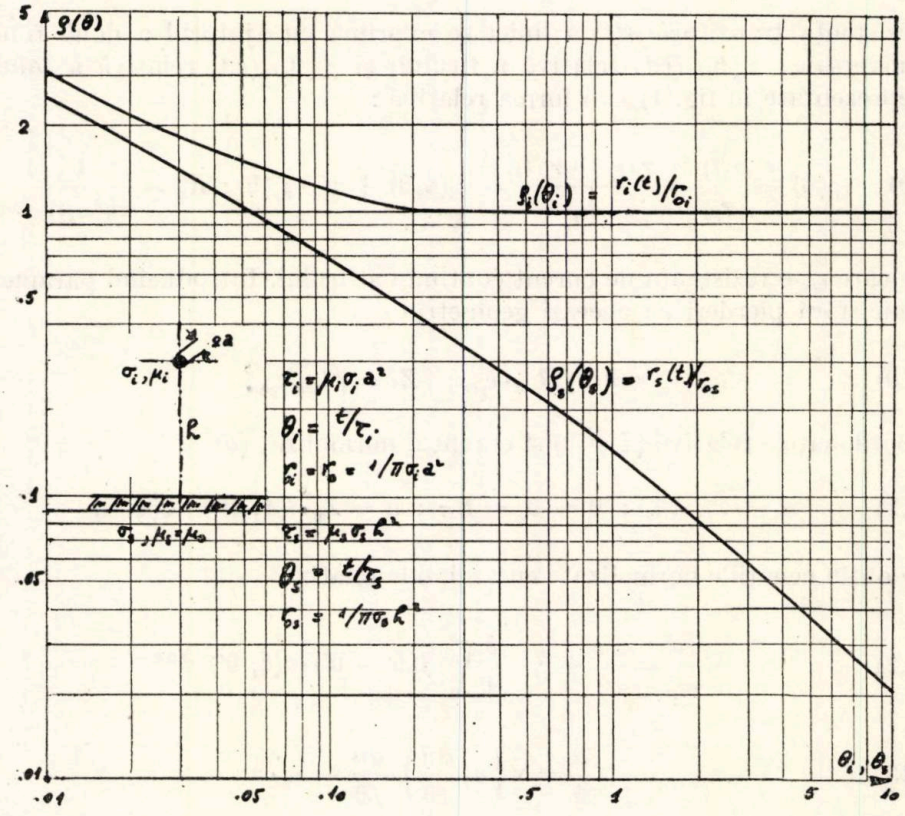


Fig. 1. Curbele universale reprezentînd, în coordonate logaritmice, variaţia rezistenţei relative a firului cilindric ρ_i, respectiv a solului ρ_s, în funcţiune de timpul relativ θ_i, respectiv θ_s.

în care: U_{co} e tensiunea critică corona; $U_{c1} = F_1 \cdot U_{c0}$ valoarea la care capacitatea dinamică atinge valoarea corona c_{cor} (la tensiuni crescătoare); U_{max} valoarea de vîrf a impulsiei de tensiune (în punctul considerat al

liniei); c_{ret} e valoarea capacității dinamice pe spatele impulsiei (tensiuni descrescătoare). Pentru polaritate negativă se înțelege prin u modulul valorii instantanee. Parametrii acestui model simplificat au fost deduși din încercările efectuate în laborator [6].

3. Schema de discretizare

Pentru discretizarea ecuațiilor (12, 13) s-a plecat de la schema din [8] pentru calcul liniar, cu puncte și momente intercalate pentru valorile de calcul ale tensiunii și curentului normalizat, cu pașii $\Delta\theta$ (în timp) și $\Delta\xi$ (în spațiu) pentru coordonatele relative (8) (cu $k = 0, 1, 2 \ldots M$ și $l = 0, 1, 2 \ldots N$):

$$u_k^l = u(k \cdot s\xi,\ l \cdot \Delta\theta);\quad a_k^l = a((k - 0{,}5)\Delta\xi,\ (l + 0{,}5)\,\Delta\theta) \tag{16}$$

Integrala de convoluție din (12) apare derivată în timp ca și curentul și trebuie evaluată în aceleași puncte și momente ca și acesta. Se obține o expresie de forma

$$I_k^l = \int_0^{(l+0{,}5)\,\Delta\theta=\theta_l} \rho(\theta_l - \theta')\, a(\xi_n,\ \theta')\, \mathrm{d}\theta' =$$

$$= \Delta\theta \left[\alpha_0^l a_k^0 + \sum_{j=0}^{l-1} (\beta_j^l a_k^j + \gamma_j^l a_k^{j+1}) \right] \tag{17}$$

în care coeficienții depind de funcțiunea $\rho(\theta)$ și de modul de evaluare a integralelor pe subintervale. În metoda propusă aici, aceste integrale au fost calculate considerînd expresia analitică a rezistenței tranzitorii relative (9) și interpolînd linear curentul între momentele de calcul. Ecuațiile programului de calcul numeric au rezultat de forma:

$$u_k^{l+1} = g_{11} \cdot u_k^l - g_{12}(a_{k+1}^l - a_k^l) \tag{18}$$

$$a_k^{l+1} = g_{21} \cdot a_k^l - g_{22} \cdot (u_k^{l+1} - u_{k-1}^{l+1}) + g_{23} \sum_{j=0}^{l-1} (\tilde{\rho}_{l-j} - \tilde{\rho}_{l+1-j})\, a_k^j \tag{19}$$

în care coeficienții g_{ik} depind de $\rho(\theta)$, ν_r, ν_g, $\Delta\theta$, $\Delta\xi$ și $\varkappa$, iar mărimile $\tilde{\rho}_i$ sînt valori ponderate linear, pe intervale, ale rezistenței tranzitorii relative. Spațiul nu permite prezentarea detaliată a programului PROPAG întocmit cu această schemă. În etape de timp succesive $l = 0, 1, 2, \ldots$ se calculează cu (18) noile valori ale tensiunilor în funcțiune de curenții din etapa anterioară pentru $k = 1, 2, 3 \ldots$ și apoi cu (19) noile valori ale curenților în funcțiune de valorile nou calculate ale tensiunilor și ținînd seama de tensiunea aplicată la intrare:

$$e(t) = u(0, t) \to u_0^l = e(l \cdot \Delta\theta \cdot \tau_s) \tag{20}$$

4. Aplicații și concluzii

Modelul de calcul adoptat pentru fenomenul corona și metoda de integrare propusă au fost validate aplicînd programul de calcul la condițiile corespunzătoare determinărilor experimentale prezentate în [6]. Unda de șoc considerată a fost de forma:

$$(21) \qquad e(t)=\frac{E_{max}}{R-1}R^{\frac{R}{R-1}}\cdot\left(\exp\left(-\frac{t}{t_d}\right)-\exp\left(-\frac{t}{t_m}\right)\right);\quad R=\frac{t_d}{t_m}$$

cu $E_{max}=905.5$ kV, $t_m=0.067$ μs, $t_d=8.13$ μs. Caracteristicile liniei au fost: $Z_0=450\ \Omega$, $h=12$ m, $a=13.2$ mm, $r_{oi}=0{,}0688\ \Omega/\text{km}$, $g_0=0$; pentru conductivități s-au adoptat valorile $\sigma_i=35{,}5\cdot10^6\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$ și $\sigma_s=0{,}01\ \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$. Pentru parametrii fenomenului corona s-au folosit valori determinate experimental în încercări de laborator [6]:

$$(22) \qquad U_{co}=320\text{ kV},\ F_1\approx 1{,}3,\ c_{cor}=1{,}65\cdot c_{geo},\ c_{ret}=c_{geo}$$

Prima verificare a fost efectuată asupra valorii admise σ_s a conductivității solului, comparînd calculul efectuat fără a considera fenomenul corona cu măsurători realizate la tensiuni inferioare pragului U_{co}. Rezultatele obținute sînt prezentate în fig. 2. Se constată o bună concordanță

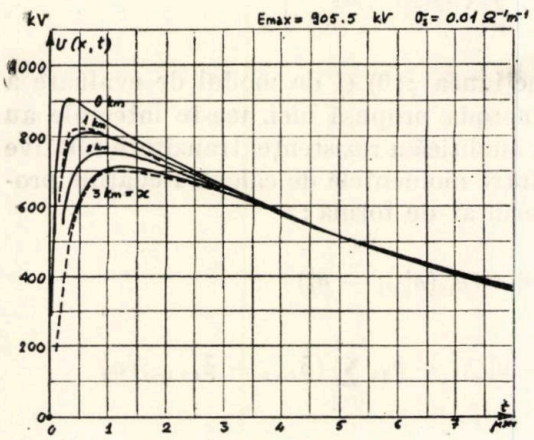


Fig. 2. Variația în timp a undei de șoc care se propagă, fără reflexii, pe o linie unifilară cu întoarcere prin sol — fără efect Corona — în diferite puncte $x=0, 1, 2, 3$ km de la capătul liniei (originea timpului fiind momentul cînd frontul undei ajunge în punctul considerat)

——— curbe calculate cu programul PROPAG cu pasul în timp de 0,1 microsecunde

– – – curbe măsurate prin oscilografiere, la o tensiune inferioară pragului corona, și raportate la tensiunea maximă Emax= 905.5 kV

la nivelul erorilor implicate de determinările oscilografice ale tensiunilor măsurate, ceeace confirmă atît valoarea adoptată pentru conductivitatea solului, cît și metoda de calcul bazată pe ecuațiile de propagare cu parametri tranzitorii. În aceleași condiții, rezultatele obținute în prezența efectului corona sînt prezentate comparativ în fig. 3. Și în acest caz concordanța este bună atît din punctul de vedere al atenuării suplimentare cît și din punctul de vedere al deformării frontului de undă.

În concluzie, metoda propusă pentru integrarea ecuațiilor de propagare, cu luarea în considerare a efectului pelicular din conductoare și din sol și cu o capacitate dinamică neliniară care modelează în forma cea

mai simplă efectul corona, a permis să se elaboreze un program de calcul cu rezultate validate de comparația efectuată cu rezultatele experimentale cunoscute din lucrarea [6].

Metoda propusă permite analiza influenței pierderilor longitudinale prin efect pelicular și a influenței efectului corona, separat, toate caracte-

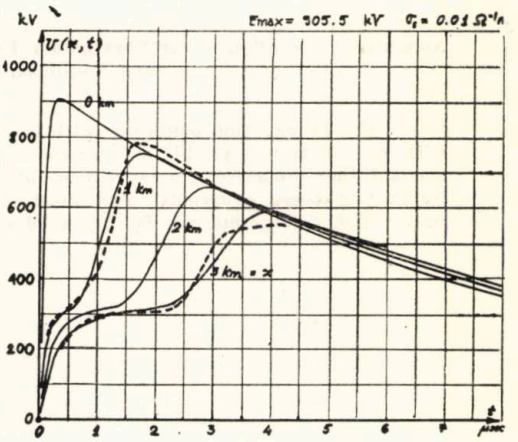


Fig. 3. Variația în timp a undei de șoc care se propagă, fără reflexii, pe o linie unifilară cu întoarcere prin sol — cu efect Corona — în diferite puncte $x = 0, 1, 2, 3$ km de la capătul liniei (originea timpului fiind momentul cînd frontul undei ajunge în punctul considerat)
——— curbe calculate cu programul PROPAG cu pasul în timp de 0,1 microsecunde
— — — curbe măsurate prin oscilografiere

risticile experimentale esențiale ale deformării și atenuării undei de șoc fiind redate de rezultatele calculate.

Prin aceasta se confirmă faptul că propagarea undei de șoc pe linii de înaltă tensiune poate fi predeterminată prin calcul, utilizînd *exclusiv* — din punctul de vedere al fenomenului corona în sistemul conductor/pămînt — informații experimentale obținute în laborator, pe eșantioane de conductoare de același tip cu cel din linia reală.

BIBLIOGRAFIE

1. *C. Lewis, K. Forest,* Lightning investigation on transmission lines, Trans. AIEE, 1939, nr. 49.
2. *R. Răduleț, Al. Timotin, A. Țugulea,* O teorie generală a parametrilor lineici tranzitori ai liniilor electrice lungi și cu pierderi în prezența solului, St. cercet. energ. electr., 1966, 16, 3, 417—449.
3. *R. Răduleț, Al. Timotin, A. Țugulea,* The propagation equations with transient parameters for long lines with losses, Rev. Roum. Sci. Techn.-Electrotechn. et Energ., 1970, 15, 4 587—599.
4. *Al. Timotin,* Wave propagation on unifilar line with ground return Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ., 1970, 15, 2, 175—194.
5. *C. F. Wagner, B. J. Lloyd,* Effect of corona on travelling waves, Trans. AIEE, 1955, nr. 74, p. III.
6. *C. Gary, G. Drăgan, D. Cristescu,* Atténuation de propagation des surtensions sous l'influence de l'effet de couronne, Raport CIGRE, 1978, No. 33—13, Paris.
7. *J. R. Carson,* Wave propagation in wires with ground return, Bell System Technical Journal, 1926, 5.
8. *R. Răduleț, Al. Timotin, A. Țugulea, A. Nica,* The transient response of electric lines based on the equations with transient line,parameters, Rev. Roum. Sci. Techn.-Electrotechn. et Energ., 1978, 23, 1, 3—19.

9. *C. Gary, G. Gervais,* Calcul de la réponse transitoire d'une ligne triphasée à un échelon unité de tension, E.D.F. Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, Série N, No. 2, 1968, p. 53—82.
10. *Al. Timotin,* Longitudinal transient parameters of an unifilar line with ground return, Rev. Roum. Sci. Techn.-Electrotechn. et Energ., 1967, 12, 4, 523—535.
11. *C. Gary, G. Drăgan, D. Cristescu,* Method of calculating distorsion characterization of the cycles, Report CIGRE, 1981, SC—33, Brazilia.

Numerical Integration of the Propagation Equations with Transient Parameters and Non-linear Capacity

The propagation equations with transient parameters for the unifilar line with ground return [3] [4] are completed with a non-linear term taking into account the corona effect, as experimentally studied in [6]. A numerical program for integrating these equations was done. The calculated results concerning a tested high-voltage line are in very good agreement with the measured ones.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.396
621.392

ASUPRA ECUAȚIILOR DE EVOLUȚIE A CIRCUITELOR ELECTRICE NELINIARE ȘI RECIPROCE

D. STANOMIR *

În lucrare sînt prezentate o serie de rezultate, obținute în literatură și în particular de către autor, pe linia descrierii evoluției circuitelor electrice, neliniare, invariante în timp și reciproce, prin ecuații de tip Brayton-Moser. Sînt indicate numai rezultatele obținute, demonstrațiile și calculele detaliate fiind date într-o serie de lucrări indicate în bibliografie.

1. Notații. Topologia rețelelor RLC

Prin litere aldine notăm matrice, eventual vectori (matrice coloană). Prin indicele superior T, $()^T$, notăm matricea transpusă.

Reamintim o serie de elemente de topologia circuitelor electrice, care se găsesc în [1]. Vectorii asociați (tensiuni, curenți) diferitelor elemente de circuit le indexăm în modul următor: vectorii asociați elementelor din arbore, respectiv din co-arbore sînt indexați cu t, respectiv cu l; vectorii asociați surselor ideale de tensiune, respectiv capacităților din arbore, rezistențelor din arbore, inductanțelor din arbore, sînt indexați cu E, respectiv cu C, G, Γ; vectorii asociați capacităților din coarbore, respectiv rezistențelor din co-arbore, inductanțelor din coarbore, surselor ideale de curent sînt indexați cu D, respectiv cu R, L, J. Cu această indexare vectorul tuturor tensiunilor din rețea, notat cu $\mathbf{u}$, și vectorul tuturor curenților din rețea, notat cu $\mathbf{i}$, pot fi partiționați precum urmează

$$\begin{cases} \mathbf{u}^T = [\mathbf{u}_t^T, \mathbf{u}_l^T], \ \mathbf{i}^T = [\mathbf{i}_t^T, \mathbf{i}_l^T], \\ \mathbf{u}_t^T = [\mathbf{u}_E^T, \mathbf{u}_C^T, \mathbf{u}_G^T, \mathbf{u}_\Gamma^T], \ \mathbf{u}^T = [\mathbf{u}_D^T, \mathbf{u}_R^T, \mathbf{u}_L^T, \mathbf{u}_J^T], \\ \mathbf{i}^T = [\mathbf{i}_E^T, \mathbf{i}_C^T, \mathbf{i}_G^T, \mathbf{i}_\Gamma^T], \quad \mathbf{i}^T = [\mathbf{i}_D^T, \mathbf{i}_R^T, \mathbf{i}_L^T, \mathbf{i}_J^T]. \end{cases} \tag{1}$$

Cu notațiile (1) teoremele lui Kirchhoff se scriu

$$\begin{cases} \mathbf{i}_t = -\mathbf{F}\mathbf{i}_l, \\ \mathbf{u}_l = \mathbf{F}^T\mathbf{u}_t \end{cases} \tag{2}$$

Manuscris primit la data de 9 iulie 1981.
* Conf. dr. ing., Catedra Radiocomunicații

în care **F** provine din partiția matricei tăieturilor fundamentale

$$\mathbf{Q}_f = [\mathbf{I}_t, \mathbf{F}], \tag{3}$$

cu $\mathbf{I}_t$ matricea unitate. Dacă se alege un *arbore normal* atunci relativ la partiția (1) matricea **F** admite partiția

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{ED} & \mathbf{F}_{ER} & \mathbf{F}_{EL} & \mathbf{F}_{EJ} \\ \mathbf{F}_{CD} & \mathbf{F}_{CR} & \mathbf{F}_{CL} & \mathbf{F}_{CJ} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_{GR} & \mathbf{F}_{GL} & \mathbf{F}_{GJ} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{F}_{\Gamma L} & \mathbf{F}_{\Gamma J} \end{bmatrix} \tag{4}$$

2. Ecuațiile Brayton-Moser

În 1964 R. K. Brayton și J. K. Moser, [2], au arătat că ecuațiile de evoluție ale unei clase de circuite electrice se pot exprima prin intermediul unui potențial scalar. Folosind notațiile introduse, ecuațiile B—M se scriu

$$\begin{cases} \mathbf{C}_t(\mathbf{u}_C)\ \dfrac{\mathrm{d}\mathbf{u}_C}{\mathrm{d}t} = \left[\dfrac{\partial P_{\mathrm{T}}^{\mathrm{x}}}{\partial \mathbf{u}_C}\right]^{\mathrm{T}}, \\ \mathbf{L}_l(\mathbf{i}_L)\ \dfrac{\mathrm{d}\mathbf{i}_L}{\mathrm{d}t} = -\left[\dfrac{\partial P_{\mathrm{T}}^{\mathrm{x}}}{\partial \mathbf{i}_L}\right]^{\mathrm{T}}, \end{cases} \tag{5}$$

în care $\mathbf{C}_t(\mathbf{u}_C)$ și $\mathbf{L}_l(\mathbf{i}_L)$ sînt matricele obținute prin derivarea *relațiilor constitutive* ale capacităților din arbore și ale inductanțelor din coarbore. Restricțiile care determină clasa pentru care sînt valabile ecuațiile (5) sînt următoarele: a) $\mathbf{F}_{GR} = \mathbf{0}$ (se spune că rețeaua este *completă*), b) $\mathbf{F}_{ED} = \mathbf{0}$, $\mathbf{F}_{CD} = \mathbf{0}$, $\mathbf{F}_{\Gamma L} = \mathbf{0}$, $\mathbf{F}_{\Gamma J} = \mathbf{0}$ (se spune că rețeaua *nu are elemente în exces*). Scalarul $P_{\mathrm{T}}^{\mathrm{x}}(\mathbf{u}_C, \mathbf{i}_L; \mathbf{u}_E, \mathbf{i}_J)$ se numește *potențialul mixt* B—M și a fost dedus pornind de la *teorema lui Tellegen*. Ideea de bază constă în aceea că pentru anumite rețele curenții și tensiunile tuturor rezistențelor se pot exprima în funcție de tensiunile pe capacități și de curenții prin inductanțe.

A. J. G. MacFarlane a dezvoltat această problemă în două lucrări, [6], [7], introducînd un nou potențial Q, înrudit cu $P_{\mathrm{T}}^{\mathrm{x}}$, și obținînd o formă extinsă a ecuațiilor B—M valabilă pentru rețele cu elemente în exces. Teoria sa utilizează *invarianții integrali*, dar demonstrațiile furnizate nu sînt riguroase, iar clasa rețelelor descriptibile prin ecuații de tip B—M nu este precizată.

J. O. Flower a reluat ecuațiile B—M demonstrînd că potențialul Q este o diferențială exactă pentru rețelele tratate în [2] și a arătat în [3] și [4] că pentru rețele liniare ecuațiile B—M sînt tocmai ecuațiile de stare.

D. L. Jones și F. J. Evans au realizat o analiză variațională a rețelelor electrice în [5], dar mărimile introduse prin diferențiala lor nu reprezintă întotdeauna funcții de stare.

Într-o lucrare recentă F. M. Massimo et al. au demonstrat existența potențialului Q pentru rețele neliniare necomplete, dar din demonstrație nu apare clar clasa pentru care ecuațiile (1) extinse sînt valabile.

Deducerea ecuațiilor de tip B—M a fost dezvoltată dintr-un alt punct de vedere de autor în grupul de lucrări, [11], [12], [13], și anume arătînd că ecuațiile B—M pot fi obținute pe baza unor *principii variaționale*. Ideea de bază este următoarea: în ecuațiile de evoluție de tip Lagrange se efectuează o transformare de tip Legendre, dar spre deosebire de formalismul hamiltonian, în care transformarea se efectuează la nivelul coordonatelor generalizate, în abordarea autorului, transformarea Legendre se efectuează la nivelul coordonatelor naturale, folosindu-se o relație fundamentală între energie și coenergie, care are loc pentru sistemele pasive.

Recent autorul a dezvoltat și completat în [15] rezultatele din lucrarea [8]. Este dată o demonstrație riguroasă a existenței potențialului Q folosind teorema funcțiilor implicite. Se arată că pentru rețele cu elemente rezistive pozitive potențialul Q există întotdeauna și că ecuațiile Brayton-Moser sînt tocmai ecuații de stare. Este dedusă forma cea mai generală a ecuațiilor B—M pentru rețele neliniare și reciproce. Forma obținută este următoarea

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{q}_C(\mathbf{u}_C) + \mathbf{F}_{CD}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\mathbf{q}_D\circ(\mathbf{F}_{ED}^{\mathrm{T}}\mathbf{u}_E + \mathbf{F}_{CD}^{\mathrm{T}}\mathbf{u}_C)] = \left[\dfrac{\partial Q}{\partial \mathbf{u}_C}\right]^{\mathrm{T}} \\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\varphi}_L(\mathbf{i}_L) - \mathbf{F}_{\Gamma L}^{\mathrm{T}}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\varphi}_\Gamma\circ(-\mathbf{F}_{\Gamma L}\mathbf{i}_L - \mathbf{F}_{\Gamma J}\mathbf{i}_J)]] = -\left[\dfrac{\partial Q}{\partial \mathbf{i}_L}\right]^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{6}$$

în care apare clar modul în care intră sursele ideale în interiorul relațiilor constitutive. Ecuațiile (6) reprezintă forma cea mai generală a ecuațiilor B—M care sînt simultan și ecuații de stare pentru rețeaua considerată.

BIBLIOGRAFIE

[1]. *Balabanian N., Bickart Th.*, Electrical network theory, John Wiley and Sons, New York 1969.

[2]. *Brayton R. K., Moser J. K.*, A theory of nonlinear networks, Quart. of Appl. Math.: (I) *12*, *1*, 1—33 (1964); (II) 12, 2, 81—104 (1964).

[3]. *Flower J. O.*, The topology of the mixed potential function, Proc. of the IEEE, *57*, *10*, 1721—1722 (1968).

[4]. *Flower J. O.*, The existence of the mixed potential function, Proc. of the IEEE, *57*, *12*, 1735—1736 (1968).

[5]. *Jones D. L., Evans F. J.*, Varuational analysis of electrical networks, Journ. of the Franklin Inst., *295*, *1*, 9—23 (1973).

[6]. *MacFarlane A. J. G.*, Formulation of the state-space equations for non-linear networks, Int. Journ. of Control, *5*, *2*, 145—161 (1967).

[7]. *MacFarlane A. J. G.*, An integral invariant formulation of a canonical equation set for non-linear networks, Int. Journ. of Control, *11*, *3*, 449—470 (1970).

[8]. *Massimo F. M., Kwatny H. G., Bahar I. Y.*, Derivation of the Brayton-Moser equations from a topological mixed function, Journ. of the Franklin Inst., *310*, *4/5*, 259—269 (1980).

[9]. *Ortega J. M., Rheinbolt W. C.*, Iterative solutions of nonlinear equations in several variables, Academic Press, New York 1970.

[10]. *Stanomir D.*, Elemente acustice în sistemele de tranmisiune, teză de doctorat, Institutul Politehnic București 1973.
[11]. *Stanomir D.*, Generarea ecuațiilor Brayton-Moser pe cale variațională, Com. prezentată la Ses. Com. a Acad. R.S.R., București 12—13 oct. 1976.
[12]. *Stanomir D.*, Description of electrical networks by variational methods, Lucrările primului colocviu național de circuite neliniare și parametrice, Inst. Politehnic Iași, 153—159 (1977).
[13]. *Stanomir D.*, Variational analysis of nonlinear electrical networks, Bul. Inst. Politehnic București, XLII, Seria Electrotehnică, *1*, 99—108 (1980).
[14]. *Stanomir D.*, Teoria fizică a sistemelor electromecanice (în curs de publicare la Editura Academiei R.S.R.).
[15]. *Stanomir D.*, The Brayton-Moser equations. A general approach and a final form (în curs de publicare).
[16]. *Vainberg M. M.*, Funkționalinii analiz, Prosveșcenie, Moscova 1979.

On the Equations of Nonlinear Reciprocal Networks

This paper presents some results, obtained by the author and others, concerning the equations of nonlinear reciprocal networks. Special attention is paid to the Brayton-Moser equations. There are not proofs or calculations, which are available in the quoted references.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.396
621.392

ASUPRA CRITERIULUI DE STABILITATE A UNUI SISTEM ÎN VECINĂTATEA CONDIȚIILOR LIMITĂ

G. CARTIANU

Se analizează condițiile de stabilitate a unui sistem liniar depinzînd de un parametru n în vecinătatea unei valori $n = n_0$ și de stabilitatea orbitală a unui sistem liniar pentru o oscilație de amplitudine a_0.

Se va analiza acest criteriu pentru sistemele liniare care depind de un parametru n și pentru sistemele neliniare în ceea ce privește stabilitatea orbitală.

Criteriul analizat, formulat de G. Cartianu în [1], [2], [3], [4], a fost ulterior dezvoltat la noi în țară în mai multe lucrări de Ed. Nicolau [5], [6], T. Tănăsescu [7], M. Drăgănescu [8], A. T. Murgan [9], precum și în numeroase alte lucrări publicate în străinătate, dintre care voi cita numai [10], [11], [14].

1. Cazul sistemelor liniare depinzînd de un parametru n

1.1. *Rețele electrice cu rezistență negativă.* Notînd cu $\frac{1}{Z(s, n)}$ admitanța de intrare a unei rețele electrice, dependentă de un parametru n, rădăcinile ecuației caracteristice ale sistemului sînt nuluri ale funcției $Z(s, n)$. Ele caracterizează stabilitatea stării de echilibru (stare zero) a sistemului și sînt date de

$$Z(s, n) = R(\omega, \alpha, n) + jX(\omega, \alpha, n) = 0\,;\ s = \alpha + j\omega \tag{1}$$

Rădăcinile sînt presupuse simple; ele formează perechi conjugate.

La limita de stabilitate pentru $n = n_0$, o rădăcină a ecuației caracteristice, care este în același timp un nul al funcției $Z(s, n_0)$ este de forma

$$s_0 = \alpha_0 + j\omega_0\,;\ R(\omega_0, \alpha_0, n) = X(\omega_0, \alpha_0, n) = 0\,;\ \alpha_0 = 0 \tag{2}$$

Manuscris primit la data de 9 iulie 1981.
* Prof. dr. doc. ing., membru corespondent al Academiei R.S.R.

Se caută condițiile de stabilitate pentru $n = n_0 + \Delta n$, *apropiat de* n_0. Pentru aceasta se deduce nulul s' apropiat de s_0 corespunzător valorii $n_0 + \Delta n$ a parametrului n. Se presupune că funcția $Z(s, n)$ este analitică în vecinătatea punctului s_0 și că este satisfăcută condiția $\frac{\partial Z(s, n)}{\partial s} \neq 0$, $s \simeq$ $\simeq s_0$, $n = n_0$.

Pentru a se deduce $s' = \alpha' + j\omega'$ se dezvoltă $Z(s, n)$ în serie Taylor în jurul unui punct $s_1 = 0 + j\omega_1$ din vecinătatea punctului s_0, [2], [3], [4]. Rezultă (deoarece $s' \simeq s_1 \simeq s_0$ și $\alpha_0 = 0$)

$$\alpha' = -\frac{R(\omega_1, n)\frac{\partial X(\omega_1, n)}{\partial \omega} + X(\omega_1, n)\frac{\partial R(\omega_1, n)}{\partial \omega}}{\left[\frac{\partial R(\omega_1, n)}{\partial \omega}\right]^2 + \left[\frac{\partial X(\omega_1, n)}{\partial \omega}\right]^2} \tag{3}$$

Sistemul este stabil sau instabil, pentru $n = n_0 + \Delta n$, după cum $\alpha' < 0$ sau < 0.

Luînd $\omega_1 = \omega_r$, frecvența la care $X(\omega_r, n) = X(\omega_1, n) = 0$, se obțin condițiile

$R(\omega_r, n)\frac{\partial X(\omega_0, n_0)}{\partial \omega} > 0$, stabilitate; $R(\omega_r, n)\frac{\partial X(\omega_0, n_0)}{\partial \omega} < 0$ instabilitate.

Ed. Nicolau [5], [6] face înlocuirea $R(\omega_0, n) = \frac{\partial R(\omega_0, n_0)}{\partial n}\Delta n$ în (3), atunci cînd se ia $\omega_1 = \omega_0$.

Criteiul de stabilitate se formulează în modul următor:

Sistemul este stabil î.s.L. în vecinătatea stării zero dacă produsul

$$Re[Z(\omega_r, n)]\frac{\partial Im[Z(\omega_0, n_0)]}{\partial \omega} \tag{5}$$

între partea reală (pentru $n \neq n_0$) și derivata părții imagine a funcției $Z(\omega, n_0)$ este pozitiv.

Sistemul este instabil dacă produsul este negativ.

Semnul derivatei părții imaginare pentru $\omega = \omega_r$ și $n = n_0$ este definitor pentru tipul de rezonanță a circuitului: plus pentru rezonanță de tip serie și minus pentru rezonanță de tip derivație.

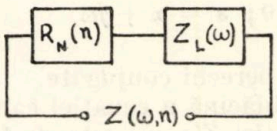


Fig. 1

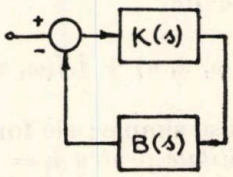


Fig. 2

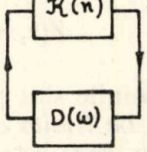


Fig. 3

Are aplicabilitate importantă cazul cînd funcția impedanță $Z(\omega, n)$ este separabilă în două părți: o parte reală $R_N(n)$ dependentă de n și independentă de ω și o parte $Z_L(\omega)$ dependentă de ω și independentă de n (fig. 1). Parametrul n poate fi asociat cu o rezistență negativă. Aceasta ar

corespunde unui caz fizic real în care R_N reprezintă rezistența diferențială negativă a unui dispozitiv electronic neliniar, ca dioda tunel sau dioda Gunn ori tubul cu descărcare în gaze.

În acest caz $\omega_r = \omega_0$ și condițiile de stabilitate se scriu

$$[R_N(n)+R_L(\omega_0)]\frac{\partial X(\omega_0)}{\partial \omega} > 0, \text{ stabilitate;} \tag{6 a}$$

$$[R_N(n) + R_L(\omega_0)]\frac{\partial X(\omega_0)}{\partial \omega} < 0, \text{ instabilitate,} \tag{6 b}$$

ori $\frac{\partial R_N(n)}{\partial n}\ \frac{\partial X(\omega_0)}{\partial \omega}\Delta n > 0$, stabilitate; $\frac{\partial R_N(n)}{\partial n}\ \frac{\partial X(\omega_0)}{\partial \omega}\Delta n < 0$, instabilitate.

1.2. *Sisteme cu conexiune inversă.*

Rădăcinile ecuației caracteristice a sistemului se obțin egalînd cu zero factorul de reacție $1 + W(s, n)$ al sistemului cu conexiune inversă. Referindu-ne la sistemul din figura 2, $W(s, n) = K(s, n)\, B(s, n)$; în acest caz condițiile de stabilitate (4 a, b) se transformă în

$$\{1 + Re[W(\omega_r, n)]\}\frac{\partial Im[W(\omega_0, n_0)]}{\partial \omega} > 0, \text{ stabilitate,} \tag{7 a}$$

$$\{1 + Re[W(\omega_r, n)]\}\frac{\partial Im[W(\omega_0, n_0)]}{\partial \omega} < 0, \text{ instabilitate,} \tag{7 b}$$

în care ω_r satisface relația $Im[W(\omega_r, n)] = 0$.

Criteriul de stabilitate formulat este în special important, în ceea ce privește aplicabilitatea, atunci cînd funcția $W(\omega, n)$ are proprietatea de separabilitate în doi factori $\mathcal{K}(n)$ și $D(\omega)$ în vecinătatea valorilor $n = n_0$ și $\omega = \omega_r$, primul fiind dependent de n și independent de ω, iar al doilea dependent de ω și independent de n. $\mathcal{K}(n)$ reprezintă factorul de transfer al sistemului activ real sau liniarizat, de exemplu al unui amplificator electronic și $D(\omega)$ reprezintă factorul de transfer al rețelei feedback (fig. 3).

Rezultă $W(\omega, n) = \mathcal{K}(n)\, D(\omega)$, $Im[W(\omega, n)] = \mathcal{K}(n) Im[D(\omega)]$, $\forall n$, $\omega_r = \omega_0$ și condițiile (7 a, b) se pot scrie

$$\frac{\partial Re[W(\omega_0, n_0)]}{\partial n}\ \frac{\partial Im[W(\omega_0, n_0)]}{\partial \omega}\Delta n > 0, \text{ stabilitate,} \tag{8 a}$$

$$\frac{\partial Re[W(\omega_0, n_0)]}{\partial n}\ \frac{\partial Im[W(\omega_0, n_0)]}{\partial \omega}\Delta n < 0, \text{ instabilitate.} \tag{8 b}$$

Ca și în cazul rețelelor cu rezistență negativă, în sistemele cu conexiune inversă putem avea $\frac{\partial Im[W(\omega_0, n_0)]}{\partial \omega} > 0$ ori <0, (în stabilitatea condiționată).

Pentru generalizarea formulării criteriului de stabilitate analizat se poate înlocui

$$Z(s, n) \text{ ori } 1 + W(s, n) \tag{9}$$

printr-o funcție $T(s, n)$.

2. Stabilitatea orbitală a sistemelor neliniare în vecinătatea condițiilor limită de oscilație

Ne referim atît la cazul unei rețele cu rezistență negativă cît și la cazul unui sistem cu conexiune inversă și analizăm stabilitatea oscilațiilor cvaziarmonice, care pot lua naștere în aceste sisteme, pe baza metodelor date în paragrafele anterioare.

Se presupune că se produce o oscilație cvaziarmonică de forma

$$y = a \sin(\omega t + \varphi) \tag{10}$$

în care a și φ sînt mărimi lent variabile în timp.

Se admite separabilitatea funcțiilor $Z(\omega, a)$ și $W(\omega, a)$, conform celor arătate anterior, într-o parte dependentă de ω și o parte dependentă de parametrul a, care aici este asociat cu neliniaritatea sistemului.

Prin operația de liniarizare se deduce partea rezistivă liniarizată $R_N(a)$ ori factorul liniarizat $\mathcal{K}(a)$, ambele depinzînd de amplitudinea a.

Amplitudinea a este echivalentă cu parametrul n din paragraful 2 și se poate scrie $n = a$, $n_0 = a_0$, $\Delta n = \Delta a$ și funcția $T(s, n)$ din (9) devine

$$T(s, n) = T(s, a) \tag{11}$$

Se admite că funcția (11) are un nul de forma $\alpha' + j\omega'$ și în acest caz rezultă o oscilație avînd expresia

$$y = a_0 e^{\alpha' t} \sin(\omega' t + \varphi) \tag{12}$$

Presupunînd că se poate obține un regim staționar, de amplitudine a_0, funcția (11) are un nul de forma $0 + j\omega_0$, așadar $\alpha' = 0$ și deoarece ω' nu depinde de a, $\omega' = \omega_0$; ca urmare sînt satisfăcute relațiile

$$Re[T(\omega_0, a_0)] = 0, \quad Im[T(\omega_0, a_0)] = 0, \tag{13 a, b}$$

care definesc valorile ω_0 și a_0. Dacă amplitudinea a se modifică devenind $a_0 + \Delta a$, funcția $T(s, a)$ are un nul $\alpha' + j\omega_0$ diferit de $j\omega_0$.

Pentru a se deduce α' se folosește relația (3), valabilă atît pentru funcția $Z(s, a)$ cît și punctul $1 + W(s, a)$.

Referindu-ne la funcţia $1 + W(s, a)$ şi admiţînd principiul separabilităţii, relaţia (3) se poate scrie

$$\alpha' = -\{1 + Re[W(\omega_0, a)]\} \frac{\partial Im[W(\omega_0, a_0)]}{\partial \omega} / M \tag{14}$$

în care M este constant şi pozitiv.

Pentru ca amplitudinea a să revină la valorile a_0 este necesar şi suficient ca în cazul $\Delta a > 0$, α' să fie negativ şi în cazul $\Delta a < 0$, α' să fie pozitiv, deci ca $\frac{\alpha'}{\Delta a} = \frac{\Delta \alpha}{\Delta a} < 0$.

În aceste condiţii $a \to a_0$ şi deci sistemul este orbital stabil. Rezultă condiţia de stabilitate orbitală

$$\frac{\partial Re[W(\omega_0, a_0)]}{\partial a} \frac{\partial Im[W(\omega_0, a_0)]}{\partial \omega} > 0 \tag{15 a}$$

Sistemul este orbital instabil pentru $\omega = \omega_0$ şi $a = a_0$, dacă

$$\frac{\partial Re[W(\omega_0, a_0)]}{\partial a} \frac{\partial Im[W(\omega_0, a_0)]}{\partial \omega} < 0 \tag{15 b}$$

Condiţiile (15 a, b) constituie criteriul de stabilitate a oscilaţiilor în vecinătatea condiţiilor limită.

O formulare proprie a fost dată acestui criteriu de către S. Loeb [10] în anul 1951, avînd însă la bază un formalism matematic insuficient de riguros.

Criteriul analizat în acest articol este de o deosebită importanţă atît pentru aplicaţiile teoretice cît şi practice.

BIBLIOGRAFIE

[1]. *Cartianu, G.*, La correspondance entre les caractéristiques statiques et les paramétres dynamiques des organes electriques à résistance négative, L'onde électrique, Janvier 1949, p. 44—50.

[2]. *Cartianu, G.*, Circuitele electrice la limita de stabilitate, Buletinul ştiinţific 1949, Tom.I, Nr. 3, Academia R.P.R.

[3]. *Cartianu, G.*, Stabilitatea unui circuit electric oarecare cu rezistenţă negativă în sistemele liniare şi neliniare, Buletinul ştiinţific Matematică şi fizică, 1951, Tom. III, Nr. 2, p. 261—292.

[4]. Über das stabilitätsproblem der linearen und nicht linearen electrischen Kreise, Wiss. Z. Hochsch f. Electrotechn. Ilmenau, 1957, 3, 2, pg. 105—109.

[5]. *Nicolau E.*, Stabilitatea oscilatorilor electronici, Buletinul ştiinţific, Secţiunea de ştiinţe matematice şi fizice, Tomul VI, nr. 3, 1954, p. 691—697.

[6]. *Nicolau, E.*, Regimul permanent şi stabilitatea oscilatorilor electronici, Studii şi Cercetări de Energetică, electrotehnică, 1972, Tom. 22, nr. 4, p. 979—992.

[7]. *Tănăsescu, T.*, Asupra stabilităţii regimului oscilant staţionar al sistemelor neliniare, Comunicările academiei R.P.R., 1955, Tomul V, nr. 9, p. 1301—1309.

[8]. *Drăgănescu, M.*, Stabilitatea statică a circuitelor electrice neliniare, Automatica şi Electronică, 1958, 2, 2, p. 78—85.

[9]. *Murgan, A. T.*, A general stability criterion of the oscillations in nonlinear systems, Proceeding of the IEEE, 1971, 1.
[10]. *Loeb, S.*, Phénomènes héréditaires dans les servomécanismes, un critère général de stabilité, Annales des Télécommunications, 1951, 6, 12, p. 346–352.
[11]. *Willems, J. L.*, The stability of oscillations in Networks, IEE, Trans., 1968, CT 15., p. 284–286.

Über das Kriterium der Stabilität eines Systems in der Nähe der Grenzbedingungen

Gegenstand der Abhandlung ist die Analyse des erwähnten Stabilitätskriterimus der linearen von einem Parameter n_0 aghängigen Systeme in der Umgebung eines Wertes $n=n_0$ und der orbitalen Stabilität einer quasiharmonischen Schwingung mit der Amplitude a_0 bei einem nelinearen System.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.395

ESTIMAREA PARAMETRILOR STATISTICI AI REȚELELOR DE TRANSMITERE A DATELOR PRIN CANAL DIRIJAT CU TRAFIC REDUS

ADELAIDA MATEESCU *

Se examinează modelul multilinear, bifazic utilizat în analiza sistemelor de transmisiuni de date cu trafic redus. Pe această bază, se obține un model simplificat, pentru sistemele cu o fază care este utilizat pentru estimarea limitelor probabilității de pierderi și este stabilită funcția de distribuție a timpului de așteptare a servirii. Relațiile stabilite sînt utile în analiza și proiectarea rețelelor de transmisiuni de date.

Dezvoltarea rețelelor de transmitere a datelor a condus la necesitatea elaborării unor metode teoretice de analiză, specifice acestor transmisiuni. Teoria sistemelor stocastice /1/ și aplicațiile acesteia la rețelele telefonice /2/ oferă modele matematice și exemple de aplicații ale acestora care permit să se estimeze caracteristici statistice utile în aprecierea unor performanțe ale rețelelor de comunicații, cum ar fi : pierderile de trafic, timpul de așteptare (în cazul rețelelor cu așteptare). Reciproc, impunînd performanțele se pot stabili relații utile pentru dimensionarea optimă a rețelei.

Particularitățile transmisiunilor de date (TD) constau în faptul că datele se transmit între abonat și calculatorul central (și nu după principiul „fiecare cu fiecare" ca în telefonie), traficul de abonat fiind mult mai mic decît traficul dela calculator spre abonați. Utilizarea unui canal de telecomunicații numai pentru date este neeconomică. Pe același canal se transmit și comunicații de serviciu, se face controlul stării liniei și se pot efectua convorbiri telefonice. Canalul de legătură este stabilit automat prin rețeaua de telecomunicații la cererea calculatorului central sau a abonatului. În figura 1 este reprezentată schema simplificată a unei rețele TD. Calculatorul central este conectat la rețeaua de telecomunicații prin intermediul aparaturii de transmitere a datelor (ATD) și al concentratoarelor.

Prin canalul dirijat automat se transmit diferite tipuri de mesaje. Prioritățile de transmitere depind de tipul mesajului și de tipul abonatului.

Manuscris primit la data de 1 septembrie 1981.
* Prof. dr. ing., Catedra Telefonie și transmisiuni de date.

Anumite mesaje cum ar fi cererile de legături și datele, trebuie transmise fără pierderi. Acestea sînt reținute în cozi de așteptare și repetate de concentrator în cazul că liniile de telecomunicații sînt ocupate. Alte tipuri de mesaje pot fi refuzate de concentrator și se pierd (ex. unele legături de serviciu).

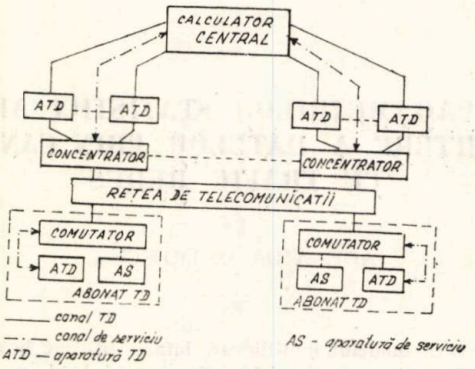


Fig. 1

Sistemul de servire a unei comunicații de date funcționează în două faze :

1 — schimb de mesaje în vederea stabilirii legăturii între calculatorul central și abonat (formarea canalului dirijat) ;

2 — transmiterea mesajelor de date prin legătură stabilită.

Modelul matematic adecvat studiului teoretic/3/ este cel al sistemului de servire multiliniar cu două faze reprezentat în figura 2.

În prima fază, aparatura de servire include : concentratoarele, canalele de telecomunicații și comutatoarele automate de abonat. Numărul unităților de servire s-a notat cu c. În a doua fază aparatura de servire include ATD de la abonat și calculator și canalul de telecomunicații. Numărul de unități de servire a acestei faze s-a notat l. Pentru o bună servire este necesar ca $c \geqslant l$. Numărul de mesaje servite se notează cu m. În figura 2 s-a presupus că există două grupe de mesaje I și II cu așteptare și o grupă de mesaje cu pierderi.

Sistemul de servire prezentat în figura 2 are o structură mixtă în sensul că servește atît fluxuri de mesaje cu așteptare cît și fluxuri fără așteptare. O altă complicație este servirea bifazică. Metoda Monte Carlo permite determinarea exactă a parametrilor statistici ai acestui sistem /3/, dar prezintă dezavantajul unor calcule laborioase. O estimare a acestor parametri se poate face după cum urmează.

În raport cu mesajele din grupa I sistemul de servire (fig. 2) este multiliniar, bifazic și închis. Fie λ_1 intensitatea cu care se aplică mesajele la intrare și μ_1, μ_2 intensitățile cu care sînt servite mesajele în fazele 1, respectiv 2. Procesele statistice care au loc în acest sistem sînt de tip Markov. Pentru diverse valori ale parametrilor λ_1, μ_1, μ_2 în funcție de timpul de prelucrare alocat sistemului se cunosc metode de dimensionare a aparaturii (c, l, m)/3/.

În raport cu toate fluxurile de mesaje sistemul din figura 2 nu poate fi abordat în același mod. O simplificare se poate face separînd fazele de servire.

Se consideră prima fază a sistemului din figura 2, reprezentată separat în figura 3 printr-un sistem de servire multiliniar, deschis în care se aplică trei fluxuri de mesaje : primul cu intensitatea λ_1 este prioritar

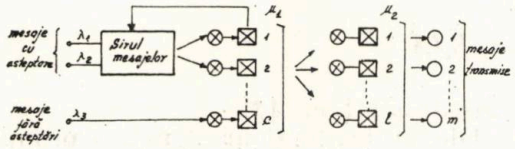


Fig. 2

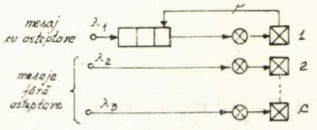


Fig. 3

în raport cu al doilea de intensitate μ_2 și ambele au prioritate absolută în raport cu al treilea de intensitate μ_3. Deoarece numărul surselor de trafic este mic, iar traficul de date, este redus, sistemul de servire a mesajelor de prima categorie, care este închis, poate fi aproximat printr-un sistem deschis cu număr infinit de surse /4/. Un mesaj de prima categorie care sosește după depășirea timpului de servire este reașezat în șirul de așteptare și servit ulterior cu probabilitatea p. Mesajele de celelalte categorii sînt servite cu pierderi. Parametrii statistici care interesează în cazul acestui sistem sînt funcția de distribuție a timpului de așteptare pentru primul flux de mesaje și probabilitatea pierderilor pentru al doilea flux de mesaje.

Să simplificăm din nou sistemul de servire din figura 3 făcînd ipoteza că nu există locuri de stocare a mesajelor și să determinăm probabilitatea π_k de pierderi a mesajelor fluxului k. Pentru prima categorie de mesaje, π_1, nu depinde de fluxurile celorlalte categorii. După /4/ :

$$\pi_1 = E_c(A_1) \tag{1}$$

unde : $A_1 = \frac{\lambda_1}{\mu}$, μ este sarcina datorită primului flux de mesaje, fiind intensitatea medie de servire, iar E_c este funcția lui Erlang :

$$E_c = \frac{(A_1)^c}{c!} \sum_{i=0}^{c} \frac{A_1^i}{i!} \tag{2}$$

Probabilitatea de pierderi a mesajelor de categoria $k \geqslant 2$, depinde /4/ de sarcina dată de fluxurile de mesaje de categorie superioară /$A_1, A_2, \ldots$ $\ldots, A_{k-1}$/ și de A_k :

$$\pi_k = \frac{A_1 + A_2 + \ldots + A_{k-1}}{A_k} E_c(A_1 + A_2 + \ldots + A_k) -$$

$$- E_c(A_1 + A_2 + \ldots + A_{k-1}) + E_c(A_1 + A_2 + \ldots + A_k) \tag{3}$$

Să complicăm puțin sistemul de servire făcînd ipoteza că prima categorie de mesaje poate fi repetată cu probabilitatea p. În acest caz sarcina A_1 se înlocuiește cu

$$A_1^* = \frac{A_1}{1-p} = \frac{\lambda_1}{\mu(1-p)} \tag{4}$$

și vom avea

$$\pi_1 = E_c(A_1) \tag{5}$$

iar π_k se determină cu relația (3), substituind A_1 cu A_1^*.

În sfîrșit să considerăm sistemul de servire din figura 3, în care primul flux de mesaje poate fi stocat într-o memorie infinită, iar celelalte categorii de mesaje se pot pierde. Utilizînd aproximarea menționată anterior, funcția de distribuție a timpului de așteptare a servirii pentru mesajele de prima categorie este dată de expresia /4/ :

$$B(t) = 1 - \frac{\lambda_1}{c} e^{(c\mu - \lambda_1)t} \tag{6}$$

Probabilitatea de pierdere a mesajelor cu priorități inferioare $\pi_k^*(k \geqslant 2)$ poate fi estimată între două limite. În orice caz $\pi_k^* > \pi_k$, iar probabilitatea dată de relația (3) constituie limita inferioară a π_k^*. Pentru transmiterea limitei superioare să ne concentrăm asupra parametrului π_2^*. Numărul mediu de unități de servire a mesajelor din prima și din a doua categorie de prioritate este:

$$\bar{c}_*^{(2)} = A_1 + A_2(1 - \pi_2^*) \tag{7}$$

și în orice caz acesta este mai mare decît numărul $\bar{c}^{(2)}$ de unități angajate pentru servirea mesajelor din cazul cînd nu există locuri de așteptare. Analog cu (7):

$$\bar{c}^{(2)} = A_1(1 - \pi_1) + A_2(1 - \pi_2) \tag{8}$$

Deoarece:

$$\bar{c}_*^{(2)} > \bar{c}^{(2)} \tag{9}$$

rezultă:

$$\pi_2^* < \frac{A_1}{A_2}\pi_1 + \pi_2 \tag{10}$$

și ținînd seama de limita inferioară estimarea probabilității de pierderi a mesajelor din prima categorie este dată de:

$$\pi_2 < \pi_2^* < \frac{A_1}{A_2}\pi_1 + \pi_2 \tag{11}$$

Raţionînd similar relaţiilor (3) şi (4) se obţine probabilitatea de pierderi π_k^* a mesajelor cu prioritatea k :

$$\pi_k < \pi_k^* < \frac{A_1 + A_2 + \ldots + A_{k-1}}{(1-p)A_k} E_c\left(\frac{A_1 + A_2 + \ldots + A_{k-1}}{(1-p)}\right) + \pi_k \quad (12)$$

În relaţia (12), probabilitatea p ca timpul η, de prelucrare a mesajelor cu prima prioritate să depăşească o valoare dată τ, $(\eta > \tau)$ este dată de /4/ :

$$p = e^{-c\mu\tau} + e^{-(c\mu-\lambda_1)\tau}(1 - e^{-\lambda_1\tau}) \quad (13)$$

Ecuaţia (13) reprezintă o bază de calcul pentru determinarea numărului c de unităţi de servire.

Tratarea fazei a doua de servire se poate aborda în mod similar.

În concluzie parametrii statistici ai reţelelor TD pot fi evaluaţi prin relaţii de tipul (6), (12) constituind o bază pentru analiza sistemului. Relaţia (13) este utilă în dimensionarea sistemului de servire în condiţii optime.

BIBLIOGRAFIE

/1/. *Riordan, J.*, Stochastic Service Systems, Wiles, New York, 1962.
/2/. *Beckmann, P.*, Introduction to Elementary Queuing Theory and Telephone Traffic, Golem Press, Colorado, 1968.
/3/. *Doll, S., P.*, Sistemî peredaci dannix i seti, Mir, Moskva, 1974.
/4/. *Kaplunov, G., P.*, Analiz sistemî upravlenia kanalami sviazi, Elektrosviazi, Nr. 6, 1980

Estimation of Statistical Parameters for Data Transmission Networks with Directed Channel. and Low Traffic

A multilinear, biphasic model for data service systems with directed channel and low traffic is considered. Reducing the model to one phase service system an estimation for the loss probabilities and the distribution of waiting time are given. The established relations represent a contribution to analysis and design of data transmission networks.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z. 621.396.611/.622
537.226.1/.2

STUDIUL REZONATORULUI DIELECTRIC DE TIP PLACĂ PRIN METODA REFLECȚIILOR

G. RULEA *

Se folosește un model de rezonator dielectric placă, pentru care se calculează frecvența de rezonanță sau lungimea rezonatorului. Se arată avantajele, constanta dielectrică mică, factor de calitate bun, volum și greutate reduse, fiabilitate ridicată.

1. Introducere

Comunicațiile optice și optoelectronice, domenii în plină dezvoltare, folosesc ca element de bază ghidul dielectric. În sistemul de comunicații optice, ghidul dielectric cilindric, transversal neomogen, cunoscut sub numele de fibră optică, este un element esențial, iar în optoelectronică, ghidul dielectric placă sau ghidul dielectric dreptunghiular, intră în componența rezonatorilor, cuplorilor, filtrelor și altor componente pasive.

În cadrul laboratorului de tehnica microundelor, autorul a realizat, în cursul ultimilor cincisprezece ani, o serie de lucrări, cu privire la propagarea undelor electromagnetice, în ghidul dielectric placă, calculul constantei de atenuare, [1], unda electromagnetică în ghidul dielectric ca suprapunere de unde plane [2] și măsurarea constantei de atenuare cu o metodă de rezonanță [3].

În studiul de față, se analizează cu ajutorul metodei reflexiilor, rezonatorul dielectric placă. Se aplică un procedeu similar cu cel din cazul ghidurilor uniforme, metalice, ideale, unde metoda reflexiilor este simplă, întrucît un perete metalic perfect conductor, produce reflexie totală, modulul coeficientului de reflexie fiind unitar $|\Gamma| = 1$.

2. Reflexia pe suprafața dielectric — aer

Coeficientul de reflexie, la trecerea de la dielectric la aer, (incidență normală, suprafața de separație placă nelimitată) fig. 1, este

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\varepsilon_r} - 1}{\sqrt{\varepsilon_r} + 1} \tag{1}$$

Manuscris primit la data de 28 iulie 1981.
* Prof. dr. ing., Catedra Radiocomunicații.

unde ε_r reprezintă constanta dielectrică. Puterea normată transmisă în exteriorul dielectricului, este

$$P = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{4\sqrt{\varepsilon_r}}{(1+\sqrt{\varepsilon_r})^2} \tag{2}$$

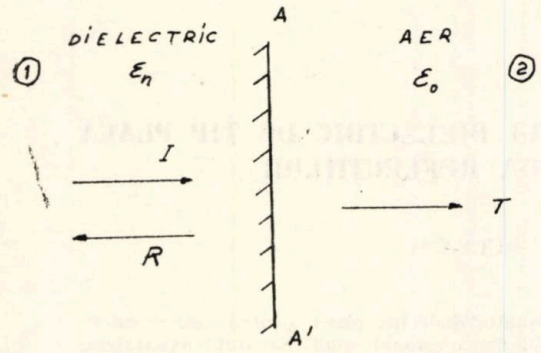


Fig. 1. Reflexia la suprafața dielectric — aer, incidență normală ; A — A suprafața plană dielectric — aer ; (1) dielectric ; (2) aer, I unda incidentă, R unda reflectată, T unda transmisă.

și deci constanta dielectrică ε_r, în funcție de puterea transmisă în exteriorul dielectricului este

$$\sqrt{\varepsilon_r} = \left(\frac{2}{P} - 1\right) + \sqrt{\left(\frac{2}{P} - 1\right)^2 - 1} \tag{3}$$

sau pentru $P \ll 1$,

$$\varepsilon_r = 4\left(\frac{2}{P} - 1\right)^2 \tag{4}$$

sau

$$\sqrt{\varepsilon_r} = \frac{4}{P}$$

și evident

$$P = \frac{4}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{5}$$

Curba $\sqrt{\varepsilon_r} = f\left(\frac{P}{4}\right)$ este reprezentată în fig. 2. Pentru puteri mici, de ordinul 10%, adică pentru coeficient de reflexie (în modul) de ordinul $|\Gamma| = 0{,}95$, constanta dielectrică trebuie să aibă valori ridicate, de ordinul 1600. Asemenea dielectrici au fost realizați. Printre aplicațiile în care sîntem direct interesați, se includ rezonatorii dielectrici din schimbătorii de frecvență utilizați în recepția de televiziune, direct de la sateliții artficiali.

3. Modelul rezonatorului dielectric placă

Se consideră un tronson de ghid dielectric placă, de lungime l, la capetele căruia sînt amplasate două suprafețe plane, ideale, normale la axul ghidului (fig. 3).

Componentele cîmpului electromagnetic în rezonator au funcţiile de distribuţie [4], în cazul impar,

$$E_{z_1} = E_1 \cos q \frac{\pi}{a} y \cos \beta l$$

$$E_{y_1} = \frac{\beta a}{g\pi} E_1 \sin q \frac{\pi}{a} y \sin \beta l \tag{6}$$

$$H_{x_1} = -\frac{j\omega \varepsilon_1 a}{q\pi} E_1 \sin q \frac{\pi}{a} y \cos \beta l$$

pentru domeniul 1, $a/2 > y > -a/2$ şi

$$E_{z_2} = E_1 \cos q \frac{\pi}{2} e^{\frac{r\pi a}{\eta}} e^{-\frac{r\pi}{\eta} y} \cos \beta l$$

$$E_{y_2} = \frac{\eta \beta a}{r\pi} E_1 \cos q \frac{\pi}{2} e^{\frac{r\pi a}{\eta}} e^{-\frac{r\pi}{\eta} y} \sin \beta l \tag{7}$$

$$H_{x_2} = j \frac{\eta \omega \varepsilon_0 a}{r\pi} E_1 \cos q \frac{\pi}{2} e^{\frac{r\pi a}{\eta}} e^{-\frac{r\pi}{\eta} y} \sin \beta l$$

pentru domeniul 2, $y > a/2$, iar în domeniul 3, $y < -a/2$, iar în ecuaţiile ce exprimă funcţiile de distribuţie în domeniul 2, $y \to -y$.

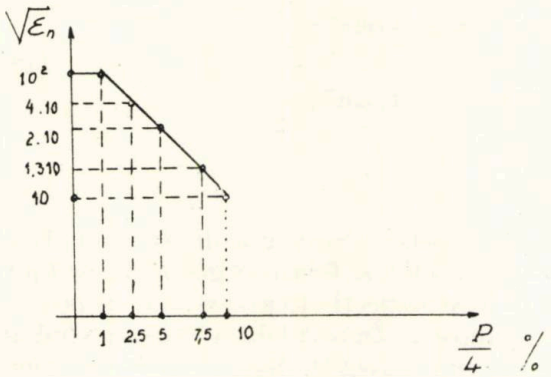


Fig. 2. Diagrama de determinare a constantei dielectrice ε_r pentru puterea transmisă în aer P (procente)

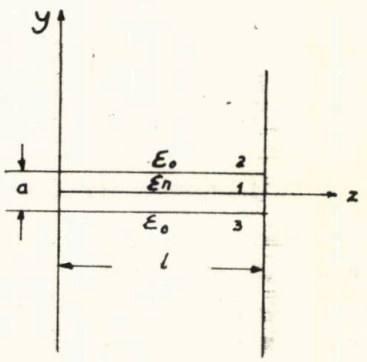


Fig. 3. Modelul rezonatorului dielectric placă.

În expresiile (6) şi (7) $\eta = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}$, cu permitivităţile $\varepsilon_1 = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ şi $\varepsilon_r = 1$ corespunzătoare domeniilor (1) şi (2), β constanta de propagare pe

ghidul dielectric placă, a grosimea plăcii de dielectric, r și q parametrii definiți de ecuațiile caracteristice, obținute din condițiile la limită

$$q^2 + r^2 = \left(\frac{2a}{\lambda_0}\right)^2 (\varepsilon_r - 1) \tag{8 a}$$

$$\operatorname{tg} q\frac{\pi}{2} = -\frac{q}{\varepsilon_e r} \tag{8 b}$$

pentru cazul impar, iar pentru cazul par

$$\operatorname{ctg} q\frac{\pi}{2} = \frac{q}{\varepsilon_r r} \tag{9}$$

iar λ_0 lungime de undă în aer. Întrucît E_y, la $z = 0$ și $z = l$, trebuie să fie nul, adică

$$\sin \beta l = 0$$

rezultă

$$\beta = n\pi \tag{10}$$

și întrucît [4]

$$\beta^2 = \frac{(q\pi)^2 + \varepsilon_r(r\pi)^2}{a^2(\varepsilon_r - 1)} \tag{11}$$

dacă se ține seamă de (10) și de (8) se obține

$$\left(\frac{n\lambda_0}{2l}\right)^2 = \frac{1 + (\varepsilon_r - 1)\sin^2 q\dfrac{\pi}{2}}{1 + (\varepsilon_r^2 - 1)\sin^2 q\dfrac{\pi}{2}} \tag{12}$$

4. Lungimea rezonatorului

Cînd se cunoaște frecvența de lucru f_r (frecvență de rezonanță) și trebuie determinată lungimea rezonatorului l, se folosește graficul $r = F_1(q)$ și $f = F_2(q)$ obținute din relațiile (8 b) și respectiv (8 a), astfel încît pentru frecvența f dată, parametrul q este cunoscut. În cazul de mai sus s-a studiat un mod impar. Pentru modul impar fundamental, deci de indice minim, pentru $f = f_r$, $q = 1$, iar cînd $f \to \infty$, $q = 2$. Sub o formă mai directă, lungimea rezonatorului l, cînd frecvența de rezonanță f_r este cunoscută, se exprimă prin

$$l = n\frac{\lambda_p}{2} S(q)\eta(q) \tag{13}$$

unde $n = 1, 2, 3, 4 \ldots$ ordinul modulului de oscilație, λ_p este lungime de undă prag, $\lambda_p = 2a\sqrt{\varepsilon_r - 1}$,

$$S(q) = \frac{\sin q\frac{\pi}{2}}{q}$$

$$\eta(q) = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{1+(\varepsilon_r-1)\sin^2 q\frac{\pi}{2}}}$$

Se va ține seamă că într-un interval destul de mare, de exemplu $q = 1 - 1{,}6$, $q \simeq \frac{f}{f_p}$, cu aproximație cu atît mai bună, cu cît ε_r este mai mare. În cazul unei frecvențe prag $f_p = 17{,}678$ GHz ($a = 3$ mm, $\varepsilon_r = 9$) și o frecvență de rezonanță f_r 28,28 GHz, $q \simeq \frac{f}{f_p} = 1{,}6$, $S(q) = 0{,}367$, $\eta(q) = 1{,}546$

și deci, pentru $n = 1$,

$$l = 0{,}567\frac{\lambda_p}{2} = 4{,}81 \text{ mm}$$

Pentru $n = 1$ lungimea maximă este

$$l = \frac{\lambda_p}{2} = \frac{\lambda_0}{2} \tag{14}$$

întrucît lungimea de undă prag corespunde celei din aer. Domeniul mic de variație al lungimii rezonatorului dielectric se datorește faptului că la frecvența prag lungimea de undă are o valoare bine determinată, iar la frecvență foarte mare lungimea de undă corespunde celei din dielectric, tinzînd către zero.

La rezonatorii metalici, la frecvența critică lungimea de undă este infinită și lungimea rezonatorului poate fi foarte mare.

În concluzie lungimea unui rezonator de tipul de mai sus, nu poate depăși jumătate din lungimea de undă prag.

5. Frecvența de rezonanță

Dacă se consideră o lungime l a rezonatorului și se caută frecvența de rezonanță, se utilizează o metodă grafică. Întrucît

$$\left(\frac{2f}{c_0}\right)^2\left(\frac{\lambda_p}{2}\right)^2 = q^2\left(1 + \frac{1}{\varepsilon_r^2}\operatorname{ctg}^2 q\frac{\pi}{2}\right) \tag{15}$$

$$\left(\frac{n}{l}\right)^2\left(\frac{\lambda_p}{2}\right)^2 = q^2\left(1 + \frac{1}{\varepsilon_r}\operatorname{ctg}^2 q\frac{\pi}{2}\right) \tag{16}$$

se reprezintă graficele corespunzătoare, în funcţie de q, în cazul dat în intervalul $q = 1 - 2$, şi intersecţia curbelor conduce la soluţia căutată.

6. Concluzii

Modelul studiat prezintă o serie de avantaje :

a) Se realizează un rezonator dielectric cu constanta dielectrică mică şi deci costul este redus.

b) Se obţine un factor de calitate bun, căci nu există pierderile prin putere transmisă.

c) Se poate realiza la dimensiuni reduse un rezonator dielectric încapsulat metalic, cu tehnologie convenţională şi fiabilitate ridicată.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Rulea G.*, O metodă unitară pentru studiul ghidurilor dielectrice şi metalice de tipul strat, Studii şi cercetări de fizică, Ed. Academiei R.S.R., TOM 19, 3, 1967, 251–269.

[2] *Rulea G.*, Méthode graphique de détermination des lignes du champ électromagnétique dans les guides d'ondes diélectrique, de type couche, Revue Roumiane de Physique, Ed. Academiei R.S.R. Tom 19, 6, 1956, –657–663.

[3] *Rulea G.*, L'attenuation dans le guide d'onde diélectrique de type couche, determinée par une méthode de résonance, Revue Roumaine des Sciences Techniques, Electrotechnique et Energétique, Ed. Academiei R.S.R., TOM 21, 2 1976, 193–200.

[4] *Rulea G.*, Tehnica frecvenţelor foarte înalte, Ed. Didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1972.

Dielectric Plate Resonator Analysis by Reflexion Method

The paper presents the analysis of model of the plate resonator. It is given the expression for resonance frequency or for resonator length.

The resonator is small, with low dielectric constant value, good realiability and has a high quality factor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.3.032.43
537.228.4
538.56

DISPOZITIVE ELECTRONICE CU UNDA ELASTICĂ DE SUPRAFAȚĂ

O. IANCU, S. VASILESCU, P. ȘCHIOPU, I. ILEANĂ, G. BĂNOIU*

Sînt prezentate probleme privind analiza, proiectarea și procesul tehnologic de realizare a dispozitivelor electronice cu undă elastică de suprafață. Sînt prezentate, de asemenea, principalele caracteristici experimentale ale unui model de laborator.

1. Introducere

Începînd din anul 1976 în laboratorul de „Dispozitive dielectrice și magnetice" din cadrul catedrei de Tehnologie electronică și fiabilitate au fost abordate probleme de analiză, proiectare și tehnologie de realizare a dispozitivelor piezoelectrice cu undă elastică de suprafață. Dispozitivele cu undă elastică de suprafață procesează semnale electrice convertite în unde elastice care se propagă pe suprafața unui substrat piezoelectric, în scopul realizării unor funcțiuni de tip circuit (funcțiunea de filtrare trece bandă, funcțiunea de filtrare adaptată, deterministă sau programabilă, funcțiunea de întîrziere, funcțiunea de corelație, funcțiunea de convoluție etc.). [2].

2. Principiul de funcționare al dispozitivelor cu undă elastică de suprafață

Funcționarea și performanțele dispozitivelor cu undă elastică de suprafață se realizează utilizînd caracteristicile selective a două traductoare interdigitale plasate pe substratul piezoelectric (fig. 1) Traductorul T_1 convertește selectiv prin efect piezoelectric invers semnalul electric în undă elastică de suprafață care se propagă liber pe substrat pe distanța l, după care traductorul T_2 convertește, de asemenea, selectiv prin efect piezoelectric direct unda elastică în semnal electric la ieșire [1]. Propagarea undelor elastice de suprafață este nedispersivă (viteza de fază V_f este independentă de frecvență) și deși atenuarea propagării pe substrat (a_{str} în dB/mm) este dependentă de frecvență se poate aprecia că pentru banda

Manuscris primit la data de 4 iulie 1981.
* Conf. dr. ing.; Asist. ing.; Șef lucrări dr. ing., Catedra Fiabilitate; Ing., Centrul de calcul Alba-Iulia; Ing., I.P.R.S. Băneasa.

relativ mică a dispozitivului selectivitatea introdusă prin propagare este neesențială (a_{str} se consideră constantă și egală cu atenuarea la frecvența centrală). Considerînd traductoarele interdigitale adaptate, atît electric, cît și elastic (ceea ce presupune teoretic un substrat piezoelectric infinit lung) răspunsul în frecvență al dispozitivului piezoelectric

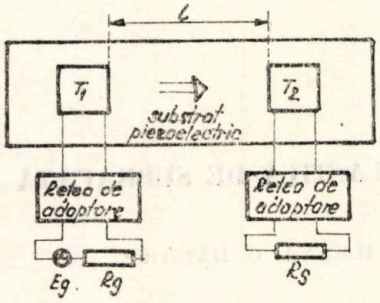


Fig. 1. — Dispozitiv electronic cu undă elastică de suprafață.

$$H(j\omega)=H_1(j\omega)e^{-a_{str}} - j\omega\frac{L}{v_f}H_2(j\omega) \quad (1)$$

unde $H_1(j\omega)$ și $H_2(j\omega)$ sînt răspunsurile în domeniul frecvență al traductoarelor T_1 și respectiv T_2. Se constată deci că este posibilă obținerea unei caracteristici de frecvență dorită a dispozitivului cu undă de suprafață prin realizarea celor două traductoare interdigitale cu caracteristici corespunzătoare. Pentru proiectarea celor două traductoare pentru frecvența f_0 de 30 MHz și 60 MHz s-a utilizat un program în limbaj FORTRAN rulat pe calculatorul FELIX C 256. Traductorul T_1 a fost limitat la 3 lobi (160 segmente) utilizînd suplimentar o pondere Gauss și respectiv Hamming în scopul diminuării efectelor trunchierii.

3. Tehnologia dispozitivelor cu undă de suprafață

Pentru realizarea modelului experimental de dispozitiv cu undă elastică de suprafață s-a utilizat cuarț tăietură HC. Substratul piezoelectric a fost prelucrat la IFTM Măgurele conform procesului tehnologic prezentat în fig. 2. Substraturile au fost apoi prelucrate în vederea realizării structurilor conductoare ale celor două traductoare avînd ca scop îndepărtarea contaminanților anorganici și în special cei organici prezenți pe substrat. Pentru realizarea structurilor conductoare pe substraturi s-a utilizat tehnica corodării chimice (cu etapele de fabricație din fig. 3) preluată din industria dispozitivelor semiconductoare cu observația că s-au folosit grosimi mult mai mici ale peliculelor conductoare. Pelicula conductoare este formată dintr-un strat de crom (700 Å) utilizat pentru buna aderență pe substratul de cuarț și un strat de aluminiu cu rezistivitatea pe pătrat mică (1800 Å). Aceste pelicule au fost depuse în vid la presiunea de 10^{-7} torri rotind suportul pe care se aflau substraturile, astfel încît să se obțină o bună continuitate a peliculei. Rețetele elaborate au folosit două tipuri de fotorezist : rezistul pozitiv AZ 1350 H (grosimi de 12.000 Å) și rezistul negativ IC28 (grosimi de 5.000 Å).

După impresionarea și developarea parțială a rezistului urmează corodarea peliculei metalice pentru obținerea configurației dorite a segmentului.

Contactarea structurilor metalice s-a realizat cu fir de aur de 60 μm diametru cu ajutorul unei soluții conductoare pe bază de argint care polimerizează la rece timp de 24 h. Deoarece substratul piezoelectric nu poate fi infinit reflexiile undei de volum reflectate pe fața sa inferioară afectează

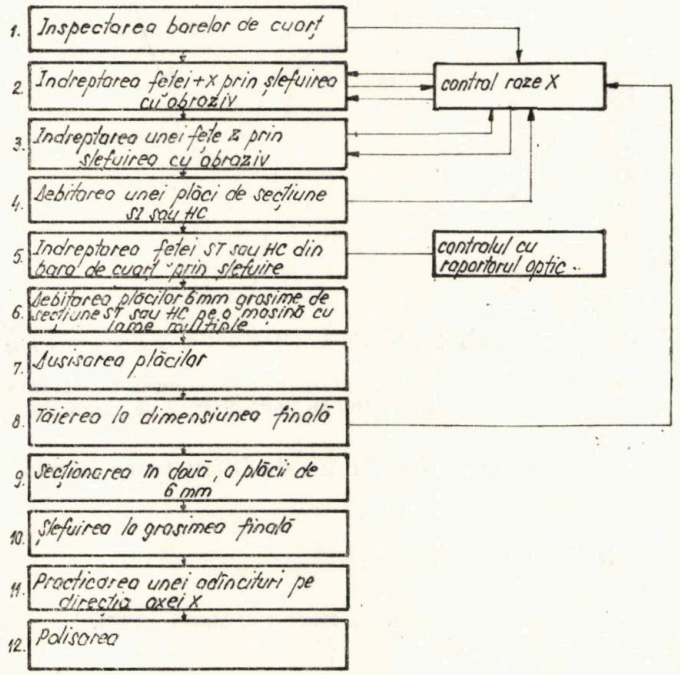


Fig. 2 — Procesul tehnologic de realizare a substratului de cuarț.

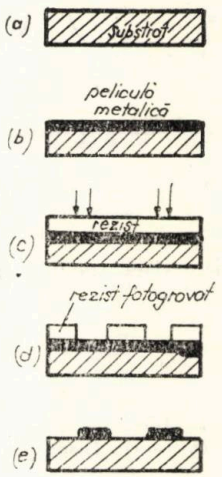


Fig. 3. — Etapele tehnologice ale tehnicii corodării chimice.

foarte mult performanțele dispozitivelor cu undă elastică de suprafață. Pentru eliminarea acestor reflexii la limitele de discontinuitate ale substratului s-a plasat rășină absorbantă de tip epoxy, avînd înglobate granule de Al_2O_3 cu dimensiuni mai mici de 60 μm.

4. Rezultate experimentale

Pe baza procesului tehnologic prezentat în paragraful 4 a fost realizat un model experimental de dispozitiv piezoelectric cu undă elastică de suprafață și anume un filtru trece bandă, pentru care au fost determinate impedanța de intrare (Partea reală și partea imaginară), în funcție de frecvență pentru traductoarele T_1 și T_2 (fig. 4) și caracteristica de transfer în domeniul frecvență (fig. 5).

Rezultatele experimentale obţinute în concordanţă cu cele teoretice, confirmă corectitudinea proceselor tehnologice folosite precum şi compe-

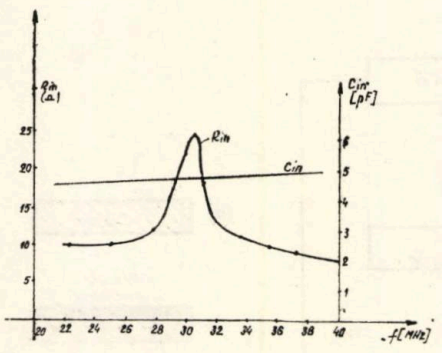


Fig. 4. — Impedanţa de intrare (partea reală şi partea imaginară).

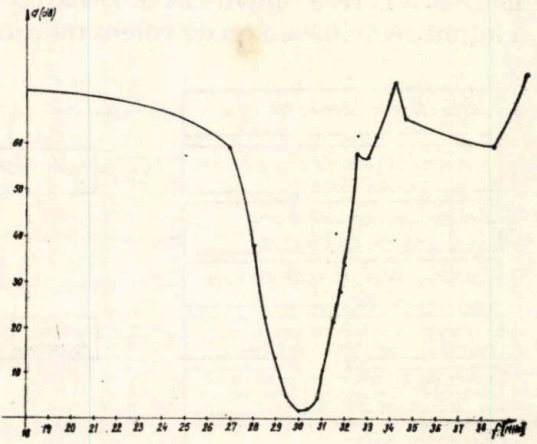


Fig. 5. — Răspunsul în domeniul frecvenţă al filtrului cu undă elastică de suprafaţă.

tivitatea acestor dispozitive în realizarea funcţiunii de filtru trece bandă.

BIBLIOGRAFIE

1. *E. Dieulesaint, D. Royer,* Ondes élastiques dans les solides. Paris, Ed. Masson, 1974.
2. *O. Iancu,* Dispozitive dielectrice şi magnetice. Buc. IPB. 1979.

Elastic Surface Wave Devices

This paper presents the fundamental problems of analysis, design and fabrication of elastic surface wave devices. As an exemple, experimental characteristics are given for a practical model developed by the authors.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.396.8

DETECŢIA SEMNALELOR PRIN INTERCORELAŢIE

A. D. PREDA, L. STANCIU *

Lucrarea prezintă în prima parte studiul asupra îmbunătăţirii raportului semnal/zgomot obţinută prin metodele de autocorelaţie şi de intercorelaţie şi cîştigul obţinut prin intercorelaţie. În partea a doua se prezintă un studiu experimental finalizat cu construirea unui intercorelator, care realizează detecţia pe 10 kHz cu o îmbunătăţire de 25 dB.

În cazul în care semnalul şi zgomotul se găsesc într-un raport unitar sau subunitar, metoda corelaţiei poate fi aplicată în rezolvarea următoarelor probleme [1], [2], [4], [6], [7].

1.1. Detecţia unui semnal periodic, de perioadă necunoscută, înecat în zgomot

Prin detecţie înţelegem determinarea prezenţei semnalului.

Fie semnalul periodic $s(t)$, a cărui perioadă T_0 este necunoscută şi zgomotul $z(t)$. Avem acces numai la semnalul complex,

$$x(t) = s(t) + z(t) \tag{1}$$

Presupunem că atît semnalul cît şi zgomotul sînt centrate, adică au valoarea medie nulă. Rezultă că şi $x(t)$ este centrat. Notăm $w(t, \tau) = x(t)x(t - \tau)$ şi putem scrie

$$C_{xx}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T w(t, \tau)\,\mathrm{d}t = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T x(t)\,x(t - \tau)\,\mathrm{d}t =$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T [s(t) + z(t)][s(t - \tau) + z(t - \tau)]\,\mathrm{d}t \tag{2}$$

Manuscris primit la data de 1 septembrie 1981.
* Conf. dr. ing.; Ing., Catedra Radiocomunicaţii.

În baza proprietății de distributivitate a operatorului corelației

$$C_{xy}(\tau) = \sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{n} C x_i y_j(\tau) \tag{3}$$

presupunînd zgomotul $z(t)$ independent de semnalul $s(t)$, și, de asemenea, presupunînd zgomotul de bandă largă, rezultă

$$C_{xx}(\tau) = C_{ss}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T s(t)\, s(t-\tau)\, \mathrm{d}t \tag{4}$$

Considerăm că semnalul periodic este sinusoidal,

$$s(t) = \sqrt{2}\, U_s \cos(\omega_0 t + \varphi) \tag{5}$$

La intrarea corelatorului puterile semnalului P_{si} și zgomotului P_{zi} sînt proporționale cu U_s^2 și respectiv cu U_z^2. Raportul semnal/zgomot la intrarea corelatorului este definit prin

$$R_i = \frac{S}{Z} = \frac{P_{si}}{P_{zi}} = \frac{U_s^2}{U_z^2} \tag{6}$$

Puterea de zgomot la ieșirea autocorelatorului este, [2], [5],

$$P_{ze} = \frac{2U_s^2 U_z^2 + U_z^4}{n} \tag{7}$$

în care n este numărul realizărilor produsului $x(t)x(t-\tau)$, (2). Rezultă raportul semnal/zgomot la ieșirea autocorelatorului

$$R_{es} = \frac{P_{se}}{P_{ze}} = \frac{n}{\frac{4}{R_i} + \frac{2}{R_i^2}} \tag{8}$$

1.2. Detecția unui semnal periodic, de perioadă cunoscută, înecat în zgomot

Presupunem T_0 perioada cunoscută a semnalului periodic. Intercorelația între semnalul $x(t)$ și un semnal auxiliar $f(t)$ de aceeași perioadă T_0 este,

$$C_{xf}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T [s(t) + z(t)]\, f(t-\tau)\, \mathrm{d}t = C_{sf}(\tau) + C_{zf}(\tau) \tag{9}$$

Pentru că funcțiile $z(t)$ și $f(t)$ sînt independente, funcția $C_{zf}(\tau)$ este nulă și rezultă

$$C_{xf}(\tau) = C_{sf}(\tau) \tag{10}$$

Raportul semnal/zgomot la ieșirea intercorelatorului, cu notațiile de mai sus, este,

$$R_{si} = \frac{nR_i}{2} \tag{11}$$

Dacă notăm îmbunătățirea raportului semnal/zgomot între intrarea și ieșirea autocorelatorului prin $G_a = R_{ea}/R_i$ și îmbunătățirea aceluiași raport în cazul intercorelatorului prin $G_i = R_{ei}/R_i$ rezultă cîștigul realizat prin metoda de intercorelație față de metoda de autocorelație,

$$g = \frac{G_i}{G_a} = 2 + \frac{1}{R_i} \tag{12}$$

care este cu atît mai mare cu cît raportul semnal/zgomot la intrarea corelatorului este mai mic, (Fig. 1).

1.3. Intercorelator de 10 kHz.

Pentru detecția unui semnal de frecvență cunoscută, dintr-o oscilație cu raport semnal/zgomot subunitar s-a realizat în laboratorul de Radio-

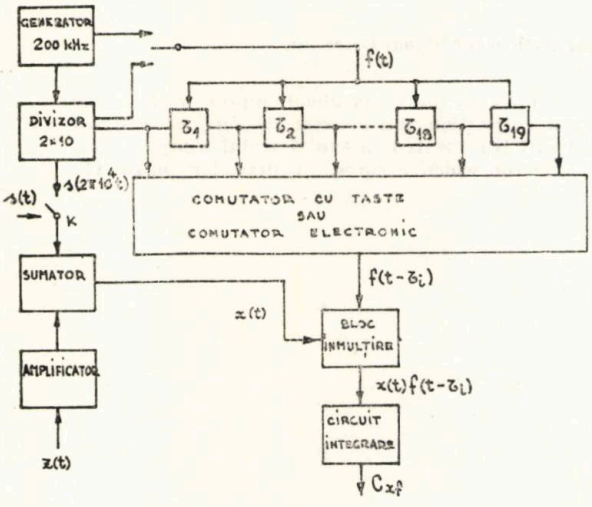


Fig. 2. Intercorelator pentru detecția semnalelor pe frecvența de 10 kHz care utilizează un comutator cu taste, pentru determinarea funcției de intercorelație $C_{sf}(\tau)$ prin valori discrete, și un comutator electronic pentru vizualizarea funcției de intercorelație pe osciloscop.

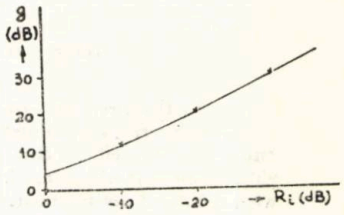


Fig. 1. Cîștigul realizat prin metoda de intercorelație.

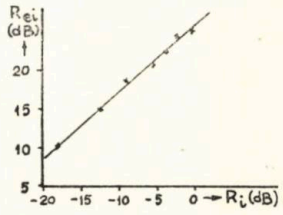


Fig. 3. Îmbunătățirea obținută cu ajutorul intercorelatorului construit și utilizat în prezent în Laboratorul de Radiorecepție din Institutul politehnic din București.

recepție din Facultatea Electronică și Telecomunicații, în cadrul lucrărilor de diplomă un intercorelator pe frecvența de 10 kHz, (Fig. 2). Fiind realizat pentru detecția unui semnal de frecvență cunoscută în cadrul unui contract

de cercetare ştiinţifică şi în scop didactic, corelatorul poate reface funcţia de corelaţie în două moduri :

1. Cu un sistem de taste se realizează un baleiaj punct cu punct pentru fiecare valoare a întîrzierii τ. Nivelul semnalului corespunzător funcţiei de corelaţie se citeşte cu un voltmetru electronic la ieşirea circuitului de integrare. Reconstituirea lui $C_{xf}(\tau)$ se face în 20 de puncte.

2. Cu un comutator electronic se realizează un baleiaj lent, cu o frecvenţă determinată atît de valoarea îmbunătăţirii intercorelatorului (Fig. 3) cît şi de constanta de timp a circuitului de integrare.

BIBLIOGRAFIE

[1]. *Papoulis, A.*, Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, McGraw — Hill, 1965.
[2]. *Max, J.*, Méthodes et techniques de traitement du signal, Masson et *Cie*, 1972.
[3]. *Carlianu, Gh.*, Modulation de fréquence, Dunod, Paris, 1968.
[4]. *Robinson, E. A.*, Statistical communication and detection, Griffin, London, 1967.
[5]. *Stanciu, L.*, Detecţia prin corelaţie a semnalelor periodice înecate în zgomot, Proiect de diplomă, IPB, 1977.
[6]. *Gîrlaşu, St.*, Prelucrarea în timp real a semnalelor fizice, Scrisul românesc, Craiova, 1978.
[7]. *Kecs, N.*, Produsul de convoluţie şi aplicaţii, Ed. Academiei RSR, 1978.
[8]. *Preda, A. D.*, Detecţia semnalelor sub nivelul zgomotului, Referate şi comunicări ştiinţifice, vol. I, Institutnl de marină „MIRCEA CEL BĂTRÎN", 1979, Constanţa.

Intercorrelation Method for Signal Detection

In the first part the paper presents the study about improvement of the signal/noise ratio obtained by autocorrelation and intercorrelation methods and the gain obtained. In the second part is presented an experimental study finished with achievement of an intercorrelator which ensures the detection on 10 kHz with 25 dB improvement.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.328
621.3.029.9

GENERATOARE DE MICROUNDE CU SEMICONDUCTOARE UTILIZATE ÎN TRANSMISIA DE DATE

D. DASCĂLU, T. TEBEANU, N. MARIN *

Diodele IMPATT de putere realizate recent în țară permit construirea unor emițătoare suficient de puternice pentru radiorelee lucrînd la frecvențe de ordinul a 10 GHz. Lucrarea prezintă principalele probleme legate de utilizarea acestor noi dispozitive în oscilatoare de microunde și în particular într-un sistem emițător-receptor care a fost experimentat efectiv în transmisia de date.

1. Introducere

Generarea și amplificarea microundelor cu dispozitive semiconductoare a reprezentat una din problemele dificile ale electronicii ultimelor două decenii. Tranzistorul bipolar a atins frecvențe de ordinul a 10 GHz cu artificii constructive și rafinamente tehnologice deosebite. Tranzistorul cu efect de cîmp a deschis o nouă epocă în domeniu, dar fabricarea sa pretinde tehnologia unui semiconductor mai puțin obișnuit — GaAs. În acest context diodele generatoare *cu siliciu*, capabile să genereze puteri de ordinul watt-ului, rămîn deosebit de atrăgătoare.

Diodele IMPATT (IMPact Avalanche Transit Time), dispozitive cu avalanșă și timp de tranzit [1], oferă puteri și eficiențe relativ ridicate într-o gamă enormă de frecvențe : de la cîțiva GHz la sute de GHz. Prima diodă IMPATT românească a oscilat în 1974 ; ea a fost și primul dispozitiv de microunde realizat în țară [2]. Prototipul diodei IMPATT cu siliciu, de mică putere (0,1 W în undă continuă, 8—12 GHz) a fost omologat abia în 1978 [3], într-o tehnologie originală.

Prototipul diodelor IMPATT de putere a fost omologat recent [4]. Ele permit generarea unei puteri de minimum 0,5 W în undă continuă, cu o eficiență de 6—7%, la frecvențe cuprinse 8—10 sau 10—12 GHz. Realizarea acestui dispozitiv pe o linie pilot, la IPRS — Băneasa a pus probleme dificile [5]—[7]. Regimul de lucru al dispozitivului este extrem

Manuscris primit la data de 8 iulie 1981
* Conf. dr. ing. ; Asist. ing., Catedra de Dispozitive, circuite și aparate electronice ; Ing. IPRS Băneasa.

de pretenţios : cîmpul electric atinge sute de kV/cm, iar densitatea de putere 100 MW/cm^3. Temperatura normală de lucru a semiconductorului ajunge la 200°C.

2. Oscilatoare cu diode IMPATT în ghid coaxial

Dioda IMPATT oferă o rezistenţă negativă în c.a., într-un anumit domeniu de frecvenţe înalte [1]. Circuitul de microunde are o comportare rezonantă, determinînd frecvenţa de lucru. Acest circuit trebuie să ofere structurii semiconductoare o rezistenţă serie de valoare potrivită.Oscilaţiile dispar dacă această rezistenţă este prea mare sau devin brusc extrem de zgomotoase dacă rezistenţa este prea mică.

Performanţe foarte bune ale diodei IMPATT s-au obţinut în oscilatoare pe ghid coaxial, cu transformator de impedanţă cu o singură treaptă (schiţa din fig. 1). Adaptarea dispozitivului este uşoară iar pierderile — reduse. Variaţia puterii generate şi a eficienţei de generare cu curentul de polarizare, I_0, apare în fig. 1. Rezultatele prezentate sînt ceva mai bune decît cele prezentate în [8] ca fiind reprezentative pentru dispozitivele similare fabricate de firma Hewlett — Packard.

Dezavantajul circuitelor de tip ghid coaxial constă în dificultatea de a introduce elemente de reglaj. Autorii au încercat, cu succes limitat, acordul cu ajutorul unor şuruburi introduse în imediata vecinătate a

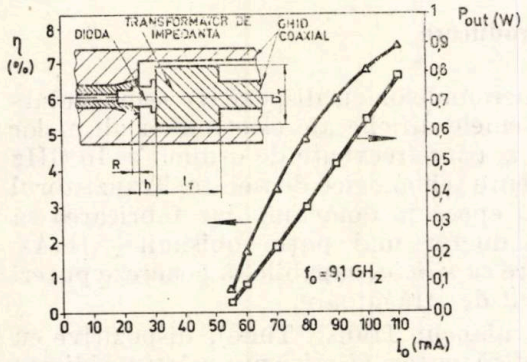


Fig. 1. Variaţia puterii de microunde, P_{out}, şi a randamentului (eficienţei) cu modificarea curentului continuu de polarizare, I_0. Este schiţată o parte a circuitului de testare (ghid coaxial cu transformator de impedanţă în $\lambda/4$).

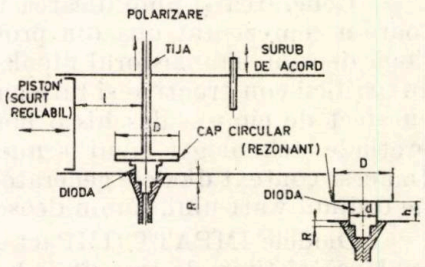


Fig. 2. Reprezentarea schematică a oscilatorului cu ghid dreptunghiular şi tijă cu cap rezonant.

circuitului de polarizare. Efectul este însă slab, iar reglajul — critic Pentru utilizarea în aplicaţii s-a preferat un oscilator realizat cu ghid dreptunghiular.

3. Oscilatorul cu ghid dreptunghiular şi cap rezonant

Oscilatorul schiţat în fig. 2 a fost utilizat de regulă la frecvenţe de zeci de GHz (unde milimetrice). Funcţionarea sa a fost încercată şi în banda X [9], fără însă ca ea să fie complet explicată sau să se furnizeze relaţii de calcul. Un studiu ulterior a atras atenţia asupra caracteristicii

de acord specifice [10], [11], pe care s-au deosebit mai multe zone (fig. 3). Există o zonă I în care deplasarea pistonului de acord (scurt reglabil) antrenează frecvența pe o curbă foarte apropiată de o caracteristică de tip $\lambda_g/2$. În această zonă frecvența depinde puternic de poziția pistonului. Ea este determinată aproximativ de rezonanța cavității determinate de piston și de planul tijei cu cap rezonant (în care se găsește dioda). Într-adevăr, asimilînd ghidul cu o linie de transmisie, reactanța oferită de scurtul reglabil în planul tijei este

$$X = Z_u \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_g} l \qquad (1)$$

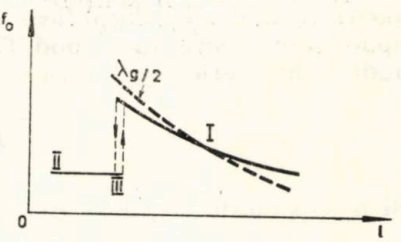


Fig. 3. Alura caracteristicii de acord măsurată pentru oscilatorul din fig. 2.

și se observă că X se anulează pentru $l = \lambda_g/2, \lambda_g, 3\lambda_g/2$, etc.

Din nefericire, spre deosebire de cazul oscilatoarelor cu diodă Gunn, puterea obținută este mică și oscilațiile sînt zgomotoase.

În zona II pistonul practic nu are efect asupra frecvenței de oscilație : ea este determinată de cavitatea radială pe care o formează capul rezonant (fig. 2) cu peretele ghidului. Adaptarea diodelor de putere necesită însă modificări ale circuitului.

În zona III apar salturi de frecvență și un ușor hysteresis (cu l și I_0) dar tot aici se poate obține și puterea maximă. Pentru a înțelege aceste fenomene trebuie să avem în vedere caracterul multiplu rezonant al circuitului de microunde. Ca urmare, pentru o anumită poziție a elementelor de reglaj condiția de oscilație poate fi îndeplinită la mai multe frecvențe. Atunci cînd se produc modificări în circuit sînt posibile tranziții bruște dintr-un regim de oscilație în altul (salturi în putere și în frecvență). Salturile apar atunci cînd un anumit regim de oscilație este părăsit fie datorită neîndeplinirii condiției de amorsare, fie datorită încălcării condiției de stabilitate.

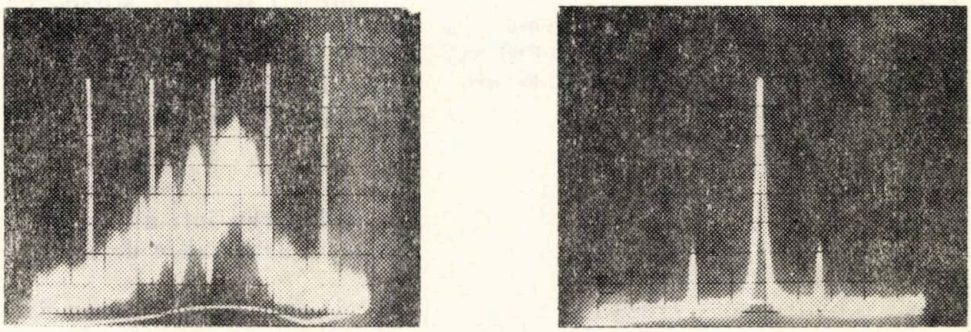


Fig. 4. Spectre ale oscilațiilor generate de circuitul din fig. 2 : a) oscilație extrem de zgomotoasă (circuit dezadaptat) 10 MHz între markeri, b) efectul oscilațiilor induse în circuitul de polarizare (circa 0.5 MHz), vizualizare la scară logaritmică.

Funcționarea în regiunea III este critică și din alt punct de vedere. În anumite zone de reglaj se obține un spectru foarte zgomotos (fig. 4 a). S-au obținut totuși spectre curate pînă la un watt putere generată. Fig. 4 b

ilustrează prezența unor slabe oscilații parazite datorită rezonanței circuitului de alimentare. Acestea pot fi eliminate printr-un filtru simplu.

Creșterea frecvenței de oscilație se poate obține prin reducerea diametrului capului rezonant. Acesta dă naștere unei cavități radiale care poate fi modelată simplificat cu un circuit cu constante concentrate în ipoteza existenței unui mod TEM în această zonă. Se introduce astfel o inductanță serie

$$L = \frac{\mu h}{2\pi} \ln \frac{D}{d} \tag{2}$$

și o capacitate paralel

$$C = \frac{\pi \varepsilon d^2 \left[\left(\frac{D}{d} \right)^2 - 1 \right]}{4h} \tag{3}$$

Modelarea întregului circuit [12] arată că odată cu scăderea lui D crește frecvența de lucru, ceea ce se poate justifica intuitiv prin scăderea capacității C. Creșterea frecvenței prin reducerea diametrului D al capului (fig. 2) este însă limitată de apariția unor oscilații multiple.

O posibilitate de a crește mai departe frecvența de oscilație este de a reduce inductanța L prin micșorarea înălțimii cavității, h. Aceasta are loc prin scufundarea diodei în peretele ghidului ($R \neq 0$ în fig. 2). Fig. 5 arată că atingerea unor frecvențe mai înalte a avut loc cu un anumit sacrificiu în putere. O justificare posibilă constă în dezadaptarea care are loc simultan cu modificarea frecvenței de lucru.

Utilizarea șuruburilor de acord introduce o versatilitate suplimentară în controlul circuitului. Astfel, cu un șurub transversal (fig. 2) împreună cu pistonul de acord a asigurat o reglare a frecvenței pe o plajă de 300—400 MHz (pentru o tijă dată) cu un sacrificiu redus de putere (de ordinul a 1 dB). În sfîrșit, cu ajutorul unui șurub longitudinal în locul pistonului s-a obținut o bună adaptare fără a afecta sensibil frecvența de oscilație.

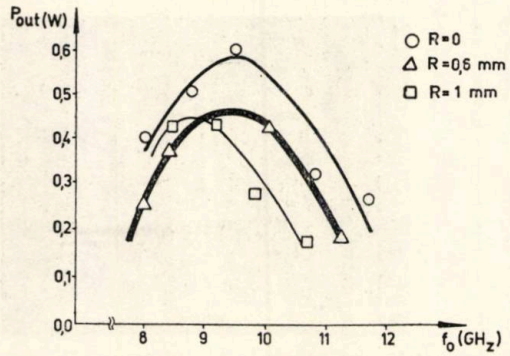


Fig. 5. Puteri de microunde măsurate la diverse frecvențe, pentru valori diferite ale retragerii diodei (R) în peretele ghidului (Fig. 2).

4. Utilizarea într-un sistem pentru transmisie de date

Pentru transmiterea impulsurilor care poartă informația numerică s-a folosit un emițător simplu cu următoarea structură: oscilator liber cu diodă IMPATT, izolator, modulator cu diodă PIN. Dacă izolarea oscilatorului de sarcina sa este suficient de bună se obține o modulație corectă în amplitudine. Dacă izolarea este prea redusă apare o modulație parazită

de frecvență. S-a experimentat și o modulație (în impulsuri) cu o deviație de frecvență de ordinul a 20 MHz. Cu o putere de vîrf de 21—22 dBm la emisie și un receptor superheterodină [13] cu o sensibilitate de ordinul a — 70 dBm s-au experimentat transmisii de impulsuri și de date în următoarele condiții: antene parabolice de 1,2 m, frecvență purtătoare de 9,9 GHz, frecvența maximă a impulsurilor modulatoare de ordinul a 2 MHz, distanță maximă de transmisie 5,4 Km (cu o rezervă de putere) [14]. Transmisiile de acest fel au reprezentat o premieră prin frecvența ridicată de lucru obținută pe un echipament emițător — receptor realizat cu componente semiconductoare românești aproape în exclusivitate.

Autorii aduc mulțumiri ing. Victor Ștefan (RTV) și șef de lucrări ing. Raul Vergulescu.

BIBLIOGRAFIE

1. *D. Dascălu*, „Electronic processes in unipolar solid-state devices", Ed. Academiei, București Abacus Press, Tunbridge Wells, Kent, 1977.
2. *N. Marin, D. Dascălu*, Raport de cercetare, ICCE, nov. 1974; *I. Costea, D. Dascălu*, Raport de cercetare, IPB, dec. 1974.
3. *D. Dascălu, I. Costea, T. Tebeanu, R. Dragomir, Gh. Brezeanu*, Raport de cercetare, IPB, iunie 1978.
4. *D. Dascălu, T. Tebeanu, R. Dragomir, N. Marin*, Raport de cercetare, IPB, iunie 1981.
5. *N. Marin, D. Dascălu*, „Low-cost fabrication and testing of power silicon device", Proceedings of the V National Symphosium Solid.St. Microwave Electron., Gdansk, Polonia, oct. 1980.
6. *N. Marin*, comunicare la Primul Simpozion Național de Tehnica Microundelor, IPB, nov. 1979.
7. *N. Marin, Gh. Brezeanu*, brevet de invenție nr. 71.366 din 15 nov. 1976.
8. Hewlett Packard Application Note No. 935.
9. *I. S. Groves, D. E. Lewis*, Resonant-cap structures for IMPATT diodes", Electron. Lett., *8*, 98—99 (1972); *I. Costea*, brevet de invenție nr. 61.000, Bul. O.S.I.M. iunie 1976.
10. *D. Dascălu*, comunicare la a XII Sec. Com. St., I.C.I.T., aprilie 1980.
11. *D. Dascălu, T. Tebeanu*, comunicare la Ses. St. Acad. Mil. Tehn., nov. 1980, în curs de publicare.
12. *D. Dascălu, T. Tebeanu*, Raport de cercetare, I.P.B., dec. 1980.
13. *A. Spornic*, comunicare la Ses. St. cadrelor did. și a stud., aprilie 1981.
14. *D. Dascălu, I. Costea, T. Tebeanu, A. Spornic, A. Zamfir, Al. Boian*, Comunicare la Simpozionul Național de Electronică aplicată, I.P.B., aprilie 1981.

Solid-state Microwave Oscillators for Data Transmission

The power IMPATT diodes recently fabricated in this country allow realization of microwave transmitters for digital radio operating at 10 GHz. Details of circuit operation are indicated, as well as results of experiments in the field.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.395
621.3.029.6

SISTEM DE RECEPȚIE A MICROUNDELOR MODULATE ÎN IMPULSURI

A. SPORNIC, dr. ing., I. COSTEA *

În lucrare se prezintă un receptor de microunde modulate în impulsuri. Receptorul cuprinde mixerul ortogonal echilibrat, oscilatorul local cu diodă Gunn, amplificatorul de frecvență intermediară, amplificatorul video și formatorul de impulsuri TTL. Sensibilitatea receptorului este de —70dBm la 10 GHz și frecvența de repetiție a impulsurilor de 2 MHz.

Introducere

Comunicațiile digitale s-au extins în ultimii ani datorită avantajelor ce le prezintă cum ar fi stabilitatea ridicată la perturbații, posibilitatea transmiterii sigure a informației la distanțe mari folosind repetoare regenerative, asigurarea securității transmiterii informației prin codare, posibilitatea utilizării tehnicilor de prelucrare numerică și de interconectare a echipamentelor numerice, realizarea unei densități ridicate de transmitere a informației. Sistemele de comunicații digitale sînt flexibile și permit realizarea de rețele informaționale complexe ce acoperă suprafețe geografice întinse.

Canalul radio de microunde permite transmiterea informației digitale cu viteze de sute de Mbiți/s la distanțe de zeci de km[1], [2].

Receptorul prezentat în lucrare face parte dintr-un sistem de comunicații digitale care lucrează în banda X și este utilizat pentru interconectarea a două calculatoare sau a unui calculator cu un terminal cu o viteză de 2 Mb/s, ce depășește treapta T_1(1,544 Mb/s în clasificarea americană). Emițătorul este un oscilator liber cu diodă IMPATT cu oscilație continuă, modulată on-off de un modulator cu diodă PIN.

1. Schema bloc a receptorului

Sistemul de recepție cuprinde circuitul de microunde, etajele pentru amplificarea semnalului de frecvență intermediară și de demodulare și etajele de prelucrare a semnalului video și de formare TTL. Schema bloc a receptorului este prezentată în figura 1.

Manuscris primit la data de 2 iulie 1981.

* Absolvent, Fac. Electronică și telecomunicații.

Heterodina este un oscilator cu diodă Gunn acordabil mecanic, iar mixerul este ortogonal echilibrat. Amplitudinea tensiuniii la ieşirea din mixer este cca. 10 μV. Etajul de intrare în amplificatorul de frecvenţă intermediară (AFI) realizează adaptarea cu mixerul şi are zgomot redus. Banda amplificatorului de frecvenţă intermediară este dată de filtrul

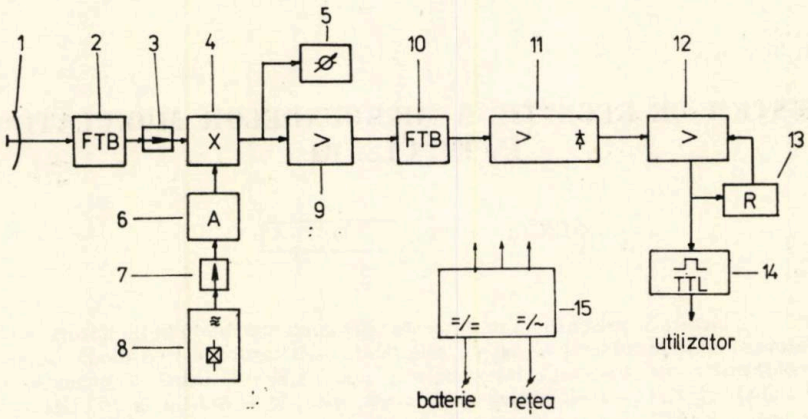


Fig. 1. Schema bloc a receptorului. 1. antena parabolică, 2. filtrul trece bandă de microunde, 3. izolator, 4. mixerul ortogonal echilibrat, 5. indicator al curentului de autopolarizare a diodelor de mixare, 6. adaptor pentru cuplarea mixerului la heterodină, 7. izolator, 8. oscilator local cu diodă Gunn, 9. preamplificator de frecvenţă intermediară, 10. filtrul trece bandă, 11. amplificatorul de frecvenţă intermediară (propriu-zis) şi demodulatorul, 12. amplificatorul video cu control automat al amplificării, 13. bucla de CAA, 14. formatorul de impulsuri TTL, 15. blocul de alimentare.

trece bandă şi este de 10 MHz. Amplificarea în tensiune a lanţului de frecvenţă intermediară este 115 dB. Semnalul de frecvenţă intermediară modulat în amplitudine de impulsurile ce poartă informaţia este amplificat de AFI şi detectat cu un demodulator sincron, parte componentă a circuitului integrat TDA 440. Impulsurile detectate sînt amplificate de preamplificatorul video integrat din TDE 440. De la ieşirea videopozitiv a circuitului integrat TDA 440 impulsurile sînt amplificate de amplificatorul video prevăzut cu o buclă de control automat al amplificării, apoi limitate şi formate TTL. De la ieşirea receptorului impulsurile sînt trimise la interfaţa cu utilizatorul.

2. Circuitul de microunde

Circuitul de microunde din receptor cuprinde elementele prin care se recepţionează semnalul transmis, (antena, filtrul trece bandă de microunde, izolatorul) elementele oscilatorului local (oscilatorul Gunn, izolatorul, adaptorul cu mixerul) şi mixerul ortogonal echilibrat. În experimentări nu s-au utilizat izolatoarele şi filtrul trece bandă de microunde.

Oscilatorul local este un oscilator liber cu diodă Gunn. Dioda Gunn este fixată în peretele ghidului R 100 [3]. Pentru oscilaţie, este necesar ca impedanţa diodei să fie opusul impedanţei circuitului de microunde. Aceasta depinde de tija de forma unui trunchi de con ce contactează

celălalt terminal al diodei, de reactanţa introdusă de şuruburile de acord şi de poziţia scurtcircuitului reglabil faţă de axa diodei. Reactanţa circuitului de microunde depinde puternic de segmentul de ghid scurtcircuitat. De aceea frecvenţa de oscilaţie este dată de poziţia pistonului faţă de dioda Gunn. Oscilatorul local este acordabil mecanic în gama 8,67 +

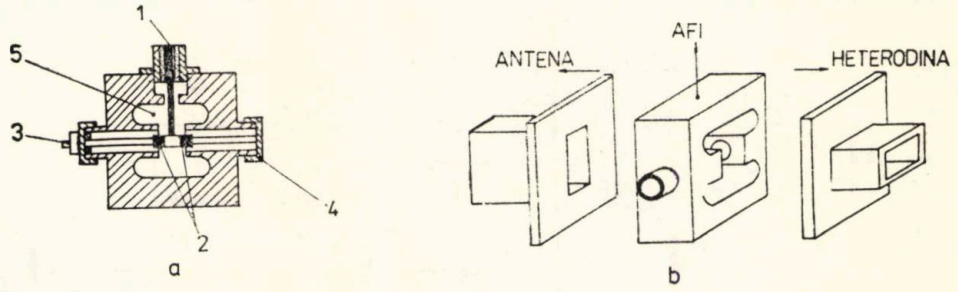


Fig. 2. a. Secţiune prin mixerul ortogonal echilibrat ; 1. ieşire F.I., 2. diode de mixare, 3. bornă de polarizare, 4. şurub de fixare, 5. cavitatea mixerului. b. conectarea mixerului cu heterodina şi antena.

+ 11,23 GHz şi dă la ieşire o putere de cca. 8 mW. Stabilitatea frecvenţei cu temperatura este cca. 0,5 MHz/°C, ceea ce reprezintă un dezavantaj al sistemului, eliminat prin termostatare sau prin controlul automat al frecvenţei.

*Mixerul** este o cavitate cu două diode cu germaniu cu contact punctiform D 403b (URSS) (fig. 2 a). Cuplarea mixerului cu heterodina şi cu tronsonul de ghid de la antenă se face ortogonal (fig. 2 b) pentru a se realiza o izolare a oscilatorului local de cca 30 dB. Mixerul echilibrat permite reducerea zgomotului şi o eficienţă de conversie mărită, dacă se alege o putere de microundă anumită [4]. Diodele sînt polarizate dinamic cu ajutorul grupului RC (fig. 3). Polarizarea depinde de puterea oscila-

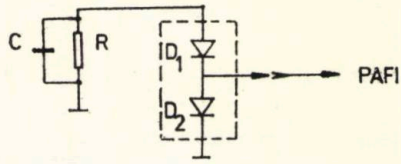


Fig. 3. Grupul RC pentru autopolarizarea diodelor de mixare.

torului local. Mixerul poate lucra în banda X ; frecvenţa intermediară este de 60 MHz. Cuplarea mixerului cu preamplificatorul de frecvenţă intermediară (PAFI) ţine seama de realizarea condiţiei de adaptare.

3. Amplificatorul de frecvenţă intermediară

Amplificatorul de frecvenţă intermediară realizează o amplificare de 115 dB cu o bandă de 10 MHz. Pentru adaptarea cu ieşirea mixerului se utilizează PAFI cuplat inductiv la intrare. Etajul cuprinde (fig. 4 a) un tranzistor cu efect de cîmp cu poartă joncţiune de zgomot mic. Intrarea

* Proiectat şi executat de I.C.I.T.

etajului este un scurtcircuit pentru microunde. Banda este 20 MHz, iar amplificarea în putere este de 10 dB [3].

Banda AFI este determinată de *filtrul trece bandă* (FTB) (fig. 4 b) FTB are atenuarea mai mare decît 30 dB în afara benzii și o bandă de 10 MHz cu frecvența centrală de 60 MHz. FTB s-a dimensionat după Hansell [5].

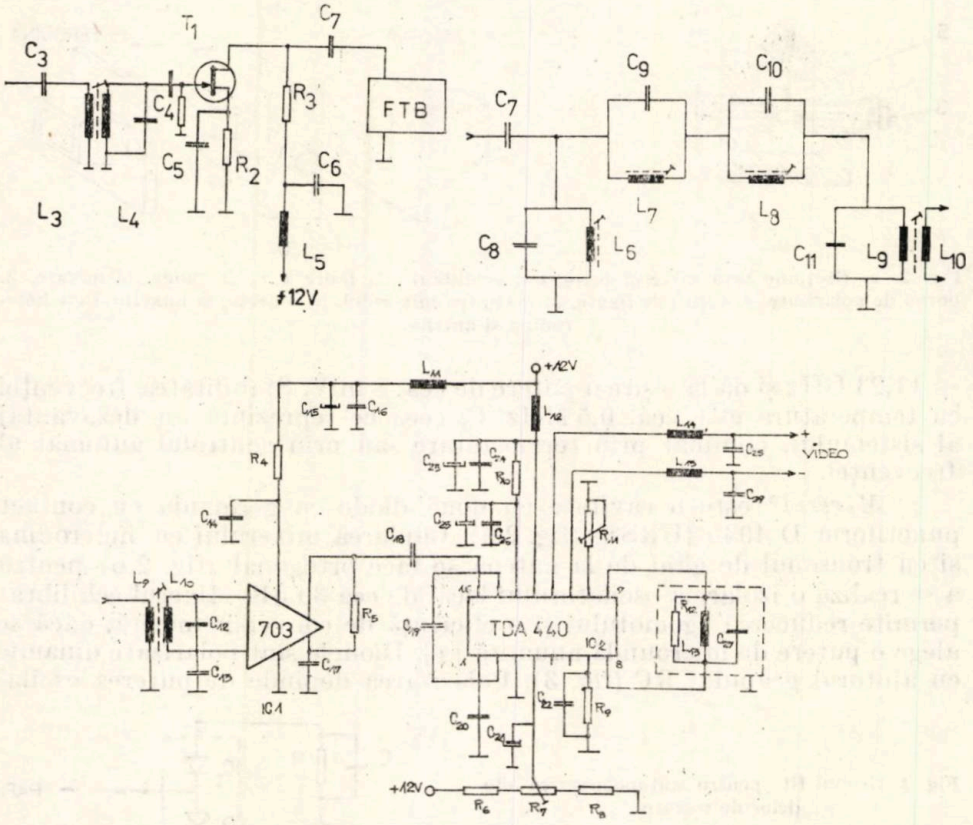


Fig. 4. a. Preamplificatorul de frecvență intermediară ; b. Filtrul trece bandă ; c. Amplificatorul de frecvență intermediară propriu-zis.

Amplificatorul de frecvență intermediară propriu-zis cuprinde circuitele integrate ROB 703 și TDA 440 (fig. 4 c). Cuplajul cu FTB a circuitului ROB 703 este inductiv. Amplificarea în putere a etajului cu ROB 703 este 25 dB cu o bandă de 40 MHz. Proiectarea acestui etaj ține seama de realizarea condiției de stabilitate [6]. Pentru a realiza amplificarea globală cerută se pot folosi două etaje cuplate inductiv [3]. Semnalul amplificat de circuitul integrat ROB 703 este aplicat printr-un cuplaj capacitiv, nediferențial, la intrarea circuitului TDA 440 (fig. 4 c). Acest circuit este utilizat în receptoarele TV la o frecvență inferioară frecvenței intermediare de lucru a receptorului [7]. Funcționarea circuitului pe frecvența intermediară de 60 MHz cu o bandă de 10 MHz este posibilă printr-o reproiectare a circuitelor anexe, o realizare practică deosebită

și o reglare riguroasă și critică. Cuplajul capacitiv permite realizarea benzii cerute. Bucla de control automat al amplificării este activă datorită grupului R C_{22}, iar amplificarea se reglează critic prin modificarea potențialului continuu al pinului 4 cu potențiometrul R . Echilibrarea demodulatorului sincron integrat TDA 440 se obține cu rezistența reglabilă R , care permite și optimizarea funcționării la frecvența de 60 MHz [8]. Circuitul rezonant derivație L_3C_2 pentru refacerea purtătoarei este amortizat de R_{12} pentru a se asigura banda de 10 MHz. După demodulare impulsurile sînt amplificate de preamplificatorul video din circuitul integrat TDA 440 (cu banda mai mică decît 10 MHz) [7].

4. Amplificatorul video și formatorul de impulsuri TTL

Amplificatorul video ridică amplitudinea impulsurilor de la ieșire TDA 440 pentru a fi formate TTL.El cuprinde circuitele integrate ROB 733 și ROB 3018 (fig. 5 a). Controlul amplificării este asigurat de bucla

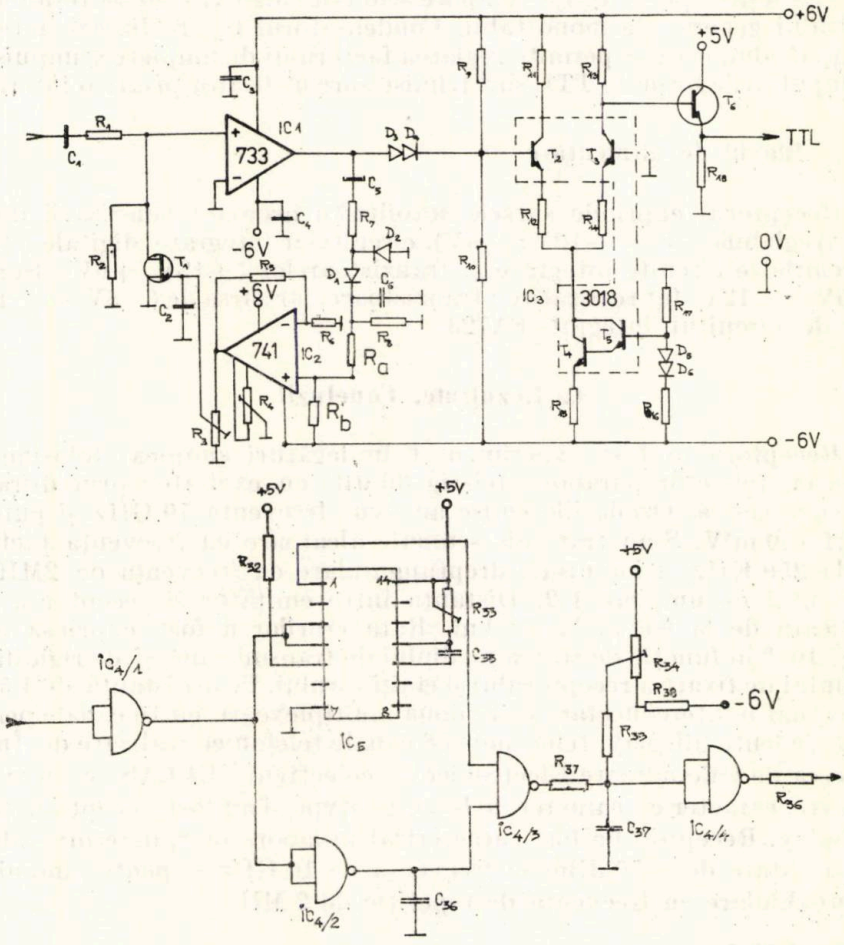


Fig. 5 a. Amplificatorul video cu control automat al amplificării și limitatorul; b. Formatorul de impulsuri TTL.

formată dintr-un detector de vîrf (dublor), sumator neinversor cu μA 741 și un TEC—J utilizat ca rezistență controlabilă în tensiune. La ieșirea amplificatorului ROB 733 se păstrează o tensiune aproximativ constantă în raport cu semnalul de la ieșirea TDA 440. Amplificarea circuitului ROB 733 poate fi modificată cu o rezistență variabilă conectată între pinii 4 și 11. Semnalul de la ieșirea amplificatorului ROB 733 este refăcut prin stabilirea unui prag de „1" logic cu diodele din siliciu D_3, D_4 de la intrarea circuitului ROB 3018. Impulsurile sînt amplificate și limitate de circuitul integrat ROB 3018 ce realizează un amplificator diferențial. Cuplarea lui cu formatorul de impulsuri TTL se realizează cu repetorul constituit din tranzistorul T_6.

Formatorul de impulsuri prezentat în figura 5 b are rolul de a elimina frontul anterior zgomotos al impulsurilor și a regla coeficientul de umplere al impulsurilor. Circuitul monostabil CDB 4121 dă un impuls scurt de durată reglabilă cu rezistența R_{33} și determină eliminarea frontului anterior. La ieșirea porții IC4/3 va apare semnalul logic „1" după terminarea impulsului generat de monostabil. Condensatorul C_{37} realizează integrarea impulsului, ceea ce permite reglarea factorului de umplere a impulsurilor. Impulsurile formate TTL sînt trimise spre utilizator printr-o interfață.

5. Blocul de alimentare

Receptorul cuprinde sursele stabilizate necesare polarizării diodei Gunn (reglabilă $-8 \div -12V$; $-6V$), circuitelor integrate digitale ($+5V$) și a celorlalte circuite integrate și tranzistoarelor ($+12V$, $+6V$). Sursele de $+5V$ și $+12V$ sînt realizate cu tranzistoare, iar sursa de ($-8V \div -12V$) cuprinde circuitul integrat βA723.

6. Rezultate. Concluzii

Receptorul a fost experimentat în legături simplex, folosindu-se antene cu reflector parabolic (cîștig 30 dB) cu excitator prin difracție electromagnetică. Oscilațiile emise au avut frecvența 10 GHz și puterea de vîrf 150 mW. S-au transmis semnale aleatoare cu frecvența tactului pînă la 250 KHz și impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de 2MHz și coeficientul de umplere 1/2. Distanța între emițător și receptor a fost modificată de la 900 m la 5,5 km. Rata erorilor a fost cuprinsă între 10^{-4} și 10^{-6} în funcție de starea mediului de transmisiune și de rigiditatea sistemului de fixare a receptorului și emițătorului. Pe o distanță de 4,5 km s-a efectuat o interconectare între două multiplexoare cu 16 canale pentru terminale lente (display, teletype) și 8 canale telefonice realizate de Întreprinderea de Calculatoare Electronice — colectivul FELLAS. S-au transmis texte, caracter cu caracter de la un teletype și au fost recepționate pe un display. Receptorul a fost caracterizat în laborator *, determinîndu-se o sensibilitate de -70 dBm la frecvența de 10 GHz și pentru impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de repetiție de 2 MHz.

---

* Măsurătorile s-au făcut la I.C.R.E.T. — București.

BIBLIOGRAFIE

1. Radio matrix, Microwave systems news, vol. 10, nr. 6, 1980, p. 91—108.
2. *T. Tebeanu, I. Costea, D. Dascălu*, Buletinul IPB, nr. 4, 1979, p. 37—44.
3. *A. Spornic*, Proiect de diplomă, conducător I. Costea, Facultatea Electronică și tc., iunie 1981.
4. *Pound R. V.*, Microwave mixers, Mc-Graw-Hill, New York—London, 1948.
5. *Hansell G. E.*, Filter design and evaluation, Van Nostrand, Reinholl Comp., New York, 1969.
6. Application Note, AN—6, National Semiconductor, Tuned circuit design using monolitic RF/IF amplifiers, 1968.
7. *M. Bodea, A. Vătășescu, ș.a.*, Circuite integrate liniare, Manual de utilizare, vol. II, Ed. tehnică, București, 1980.
8. *I. Chițurlaș*, Comunicare personală.

Receiver System of Pulse-Modulated Microwaves

A microwave receiver for digital data is presented. The receiver consists of balanced orthogonal mixer, local Gunn diode oscillator, I. F. amplifier, video amplifier and pulses shaper TTL. The receiver sensitivity is —70 dBm at 10 GHz and pulse repetition frequency 2 MHz.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.316

ASUPRA CARACTERISTICII TENSIUNE SARCINA ÎN CAZUL DESCĂRCĂRII CORONA DE IMPULS ÎN JURUL CONDUCTOARELOR

G. DRĂGAN, I. LUNGU *

În cadrul numeroaselor încercări experimentale efectuate pe tronsoane de conductoare cu caracteristici geometrice diferite, cărora li s-au aplicat unde de impuls de ambele polarități, de formă și amplitudine variabile s-au înregistrat mai multe mărimi între care și caracteristica tensiune-sarcină electrică. Analiza acestor caracteristici a permis determinarea tensiunii critice de apariție a descărcării corona de impuls în jurul conductoarelor precum și o ecuație generală a acestor caracteristici. Determinarea acestor caracteristici s-a făcut prin metoda celor mai mici pătrate în care scop s-a întocmit un program de calcul.

Rezultatele obținute sînt inedite.

1. Introducere

Studierea propagării undelor de supratensiune pe linii cu pierderi, cu considerarea descărcării corona, presupune cunoașterea vitezei de fază a frontului undei și a tensiunii critice. Se știe că viteza de fază este funcție de capacitatea dinamică C care depinde de forma, de amplitudinea și polaritatea undei de impuls, precum și de caracteristicile geometrice ale conductorului.

În cadrul colaborării dintre Ministerul Energiei Electrice — Institutul politehnic București și Electricité de France s-au efectuat în perioada 1974 — 1975 o serie de încercări experimentale, privind ridicarea caracteristicii $q = f(u)$ pe tronsoane de conductoare cu diametrul de 10 mm, 26,4 mm și 65 mm, aplicîndu-se unde de 1,2/50 μs și 16/80 μs de polaritate pozitivă și negativă [1]. În anul 1980 aceste încercări experimentale au continuat pe conductoare avînd diametrul de 16 mm, 31 mm și 2 × 31 mm, forma undelor fiind de 1,4/50 μs, 14/160 μs și 270/2500 μs, de polaritate pozitivă și negativă [2].

Aceste încercări experimentale au dus la obținerea unui material informativ bogat care să permită determinarea unor relații generale privind caracteristica tensiune — sarcină, funcție de amplitudinea și forma

Manuscris primit la data de 16 septembrie 1981.
* Prof. dr. ing., Ing., Catedra Rețele electrice.

undei de impuls sau funcție de raza conductorului, precum și a tensiuni critice de apariție a descărcării corona.

În cadrul lucrării de față se prezintă rezultatele cercetărilor efectuate pentru determinarea mărimilor menționate.

2. Determinarea expresiei analitice a caracteristicii tensiune-sarcină. Tensiune critică a descărcării corona

Mărimile care interesează pentru studierea fenomenologiei descărcării corona și pentru aplicații practice și care se pot determina pe baza caracteristicilor tensiune sarcină sînt: tensiunea critică și timpul de întîrziere a descărcării corona, capacitatea geometrică, capacitatea dinamică, capacitatea statică, energia cedată în timpul unui ciclu $q = f(u)$. Pentru studiul propagării pe linii în pierderi, prezintă importanță îndeosebi tensiunea critică a descărcării corona și expresia capacității dinamice [3].

În fig. 1 se prezintă forma caracteristicii tensiune-sarcină. În această figură U_0 reprezintă tensiunea critică de apariție a descărcării corona. Pentru un punct avînd abscisa $u \geqslant U_0$ de definește ,după cum se știe, capacitatea dinamică $C_d = \partial q / \partial u$.

În acest scop, s-au studiat conductoarele cu diametru de 16 mm, 31 mm și 65 mm; forma undelor luate în considerare au fost de 1,2/50 μs (sau 1,4/50 μs) și 14/160 μs (sau 16/80 μs) de polaritate pozitivă sau negativă. Amplitudinea undelor aplicate, în 4—5 trepte, a fost cuprinsă între

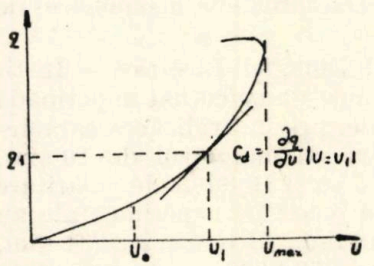


Fig. 1

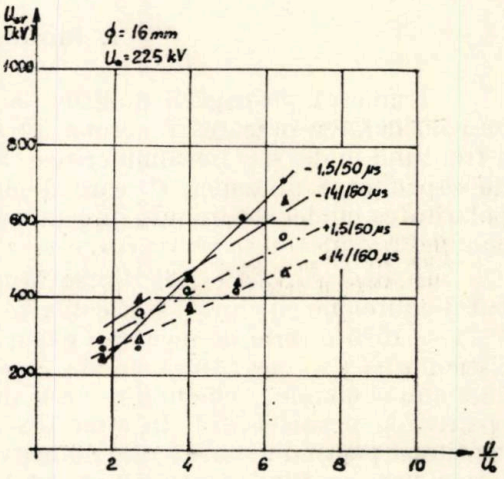


Fig. 2

tensiunea critică și de nouă ori această tensiune. O primă analiză se referă la tensiunea ctitică de apariție a descărcării corona.

În fig. 2 se prezintă, pentru exemplificare, valoarea tensiunii critice a descărcării corona în cazul conductorului cu diametrul de 16 mm, funcție de raportul U/U_0, unde U_0 reprezintă tensiunea critică determinată după relația lui Peek. Din această figură se constată că tensiunea critică reală

a descărcării corona crește odată cu creșterea raportului U/U_0, respectiv cu creșterea pantei undei. În consecință stabilirea unei valori determinate a tensiunii critice de descărcare corona la impuls, cum se consideră în mod obișnuit, nu poate fi acceptată. Totodată se constată că în mod obișnuit tensiunea critică la polaritatea negativă are valori mai mari decît la polaritatea pozitivă a tensiunii ceea ce se explică prin influența diferită la ambele polarități a sarcinilor spațiale pozitive asupra intensității cîmpului electric din imediata apropiere a conductorului. Pentru stabilirea caracteristicii tensiune-sarcină , intervalul $U_0 - U_{max}$ a fiecărei caracteristici a fost împărțit în 10 intervale; pentru fiecare punct s-au determinat valorile lui u_k și q_k.

În vederea trasării caracteristicii $q = (fu)$ s-au utilizat trei tipuri de curbe și anume:

$$q = Au^B \tag{1}$$

$$q = Me^{Nu} \tag{2}$$

$$q = Pu^2 + Ru + S \tag{3}$$

Aceste trei tipuri de curbe, au fost studiate pe baza unui program de calcul; din analiza rezultatelor obținute rezultă că curba (1) a dat valorile cele mai apropiate de cele experimentale.

Programul de calcul a fost întocmit observîndu-se că relația

$$q = Au^B$$

poate fi scrisă

$$\log q = B \log u + \log A \tag{4}$$

sau cu alte cuvinte o funcție de formă

$$y = ax + b$$

Se poate scrie:

$$a = \frac{\overline{xy} - \bar{x}\bar{y}}{\bar{x}^2 - (\bar{x})^2}; \qquad b = \frac{\bar{x}^2\bar{y} - \bar{x}\,\overline{xy}}{\bar{x}^2 - (\bar{x})^2} \tag{5}$$

unde

$$\bar{x} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i; \qquad \bar{y} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} y_i$$

$$\overline{xy} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i y_i; \qquad \bar{x}^2 = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i^2 \tag{6}$$

Pentru determinarea valorilor de calcul celor mai corecte s-a aplicat metoda celor mai mici pătrate.

Analizîndu-se rezultatele de calcul se constată o corespondență foarte bună cu datele obținute pe cale experimentală.

În fig. 3, fig. 4 și fig. 5 se dă dependența coeficienților A și B pentru conductoarele cu diametrul de 16 mm, respectiv de 31 mm și 65 mm,

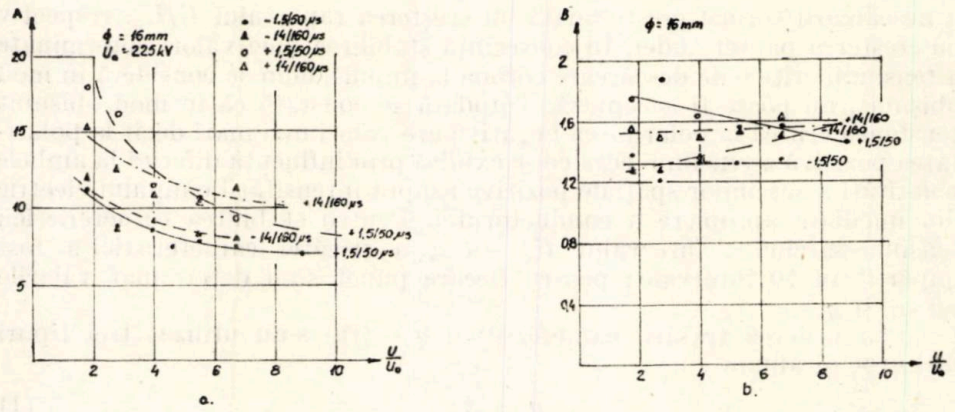


Fig. 3

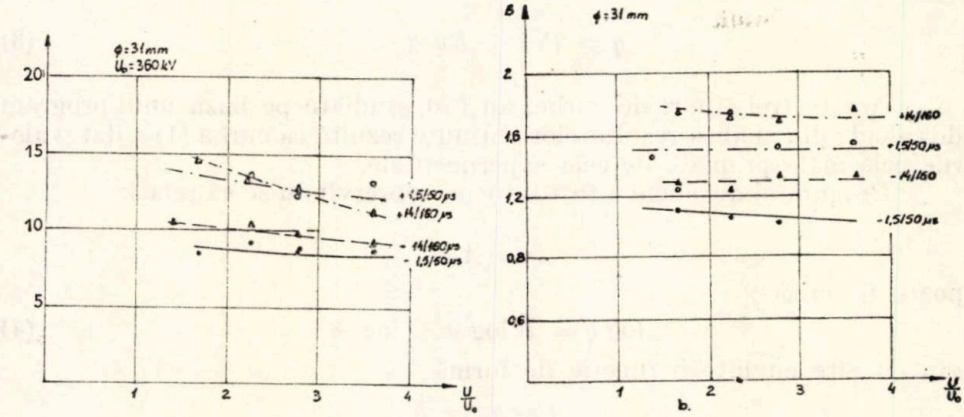


Fig. 4

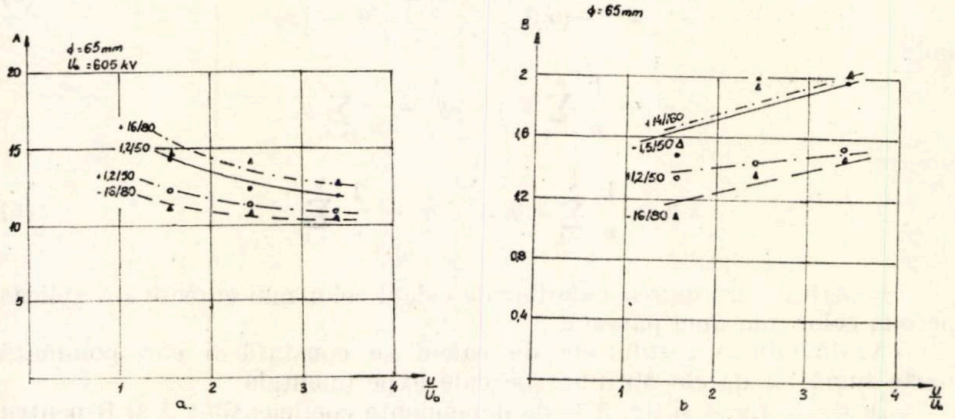


Fig. 5

funcție de raportul U/U_0 unde U_0 reprezintă tensiunea critică determinată pe baza relației lui Peek. Ca și în cazul tensiunii critice s-au utilizat tensiuni de impuls de 1,2/50 μs (1,4/50 μs) și 14/160 μs (16/18 μs) de polaritate pozitivă și negativă.

Din diagramele prezentate rezultă că coeficientul A reprezintă o funcție descărcătoare funcție de valoarea raportului U/U_0. Valoarea acestui coeficient, pentru un diametru dat al conductorului, depinde de durata frontului undei, precum și de polaritatea tensiunii. Totodată acest coeficient depinde, de asemenea, de diametrul conductorului.

Valoarea coeficientului B practic nu depinde de valoarea raportului U/U_0. O influență relativ mare asupra valorii acestui parametru o are durata frontului, polaritatea undei și în mai mică măsură diametrul conductorului.

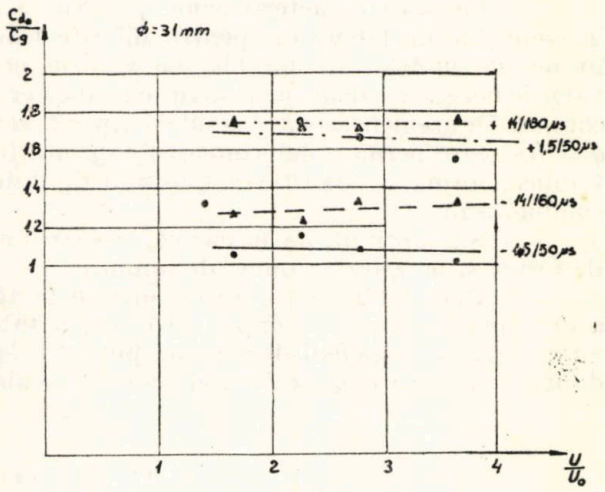


Fig. 6

În fig. 6 se reprezintă dependența raportului C_{d0}/C_g funcție de raportul U/U_0 în momentul apariției descărcării corona, pentru diferite forme și pentru ambele polarități ale tensiunii, în cazul conductorului cu diametrul de 31 mm. Se constată că pentru o formă dată și o polaritate dată a tensiunii, valoarea raportului C_{d0}/C_g este independentă de valoarea raportului U/U_0, ceea ce simplifică determinarea valorii acestei capacități.

Tabelul 1

Valoarea raportului C_{d0}/C_g

Diametrul conduct. mm	Forma undei, μs			
	1,4/50		14/160	
	Pozitiv	Negativ	Pozitiv	Negativ
16	1,67	1,32	1,55	1,39
31	1,66	1,1	1,75	1,33
65	1,55	—	1,30	1,43

Valoarea capacității dinamice în momentul $u = U_0$ depinde, de asemenea, puțin și de diametrul conductorului așa cum rezultă în tabelul 1.

Dacă influența formei undei de impuls nu este atît de importantă, se constată o dependență neglijabilă a valorii raportului C_{d0}/C_g funcție de polaritatea tensiunii, ceea ce a rezultat și din fig. 6.

3. Concluzii

Din analiza rezultatelor obținute se pot obține următoarele concluzii.

— Cunoașterea tensiunii critice și a capacității dinamice este absolut necesară pentru calculul deformării undelor de supratensiune datorită descărcării corona, prin propagarea lor pe liniile de înaltă tensiune.

— Pe baza caracteristicilor $q = f(u)$ a descărcării corona ridicate, în condițiile de laborator, pentru diferite tipuri de conductoare, diferite forme ale undelor de impuls, de ambele polarități, s-au putut obține valorile necesare calculelor pentru tensiunea critică de apariție a descărcării corona. De asemenea, s-a obținut o expresie analitică pentru caracteristica $q = f(u)$ care permite determinarea capacității dinamice funcție de amplitudinea, forma și polaritatea tensiunii de impuls și funcție de diametrul conductorului.

— S-a obținut, de asemenea, valoarea capacității dinamice funcție de forma și polaritatea undei de impuls.

— Rezultatele obținute cu privire la tensiunea critică de apariție a descărcării corona de impuls și la capacitatea dinamică, sînt inedite și au un caracter suficient de general, putînd fi aplicate pentru diferite tipuri de undă și diferite caracteristici geometrice ale conductoarelor.

BIBLIOGRAFIE

1. *Gary, C., Drăgan, G., Cristescu, D.*, Attenuation of travelling waves caused by corona. Rap. CIGRE, 33—13, 1978.
2. *Gary, C., Drăgan, G., Cristescu, D.*, Attenuation of surge propagation due to corona. CIGRE-SC 33, San Paolo—Brazilia, 1980.
3. *Gary, C., Drăgan, G., Cristescu, D.*, Deformation des ondes de surtension. Calcul — couplage — déformation de la queue. Sc. 33—80 (WG—01) Trondheim.

Sur la caractéristique tension-charge électrique en cas de l'effet de couronne de choc autour des conducteurs

Dans le cadre des nombreaux essais expérimentals effectués sur des tronçons de conducteurs, ayant des caractéristiques géometriques différentes, et pour des tensions de choc de forme et d'amplitude différentes on a enregistré aussi, entre autres grandeurs, la caractéristique tension-charge électrique. L'analyse de ces caractéristiques a donné la possibilité d'établir la tension critique de l'effet de couronne de choc autour des conducteurs, ainsi qu'une équation générale de ces caractéristiques. La détermination de ces grandeurs a été effectuée par la méthode des moins carrés et avec l'aide d'un programme de calcul.

Les résultats obtenus sont inédits.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.311:536.2

UN NOU PRINCIPIU ÎN CONVERSIA ENERGIEI

I. I. PURICA *

Se analizează ciclurile ireversibile de conversie a căldurii în lucru mecanic, luînd în considerare conversia unei puteri maxime, spre deosebire de ciclul Carnot ideal, care, fiind reversibil, are o durată infinită, deci o putere nulă.

În cazul conversiei puterii maxime, dacă se definește o acțiune necompensată prin produsul entropiei ireversibile cu temperatura sistemului de conversie și cu durata transferului de căldură, atunci în condiții generale este valabil principiul *„Acțiunea totală necompensată este nulă numai în ciclurile optime în care puterea convertită este maximă"*.

Problema principală a energeticii secolului nostru este aceea a conversiei energiei din formele în care o găsim în natură în formele necesare perpetuării și dezvoltării societății umane.

Condițiile conversiei „căldurii" în „lucru mecanic" au fost analizate de S. Carnot /1/ și ulterior definitivate teoretic de R. Clausius /2/, devenind ceea ce ne-am obișnuit să numim al doilea principiu al termodinamicii. Acest principiu continuă să fie utilizat ca atare și astăzi pentru analiza proceselor de conversie.

În realitate, principiul al doilea se bazează pe analiza proceselor reversibile, izoterme și adiabatice. Or, procesele reversibile implică un transfer sau o conversie de energie care are loc într-un timp infinit de lung. Remarcăm că, în aceste condiții, ciclul Carnot, deși are o deosebită valoare academică, nu corespunde situațiilor reale, reprezentînd doar o limită. În orice proces de conversie, sîntem interesați să convertim o cantitate de energie în alta într-un timp dat. Deci, ne interesează acele cicluri de conversie în care puterea este maximă și nu energia convertită.

Privită sub acest aspect, cea mai simplă conversie a energiei cinetice dezordonate (căldură) în energie cinetică ordonată (lucru mecanic) este supusă altor legi decît principiul al doilea al termodinamicii. Acesta are valoare atemporală și ne descrie ce se întîmplă la limita proceselor reversibile, cînd durata ciclului de conversie este infinită, deci puterea este nulă.

Manuscris primit la data de 3 iulie 1981.
* Conf. dr. fiz., Catedra Centrale electrice.

Pentru ca durata unui ciclu de conversie să fie finită, este necesar în primul rînd să se preia căldura de la sursa caldă cu temperatura T într-un timp finit τ_1. Preluarea căldurii o vom considera izotermică. Ea se face printr-un perete diatermic, caracterizat printr-un coeficient global de transfer al căldurii K, [Cal/K.s].

Vom considera cicluri de conversie în care se preia aceeași cantitate de căldură Q_1 de la sursa caldă, dar în timpi τ_1 diferiți. Legea de transfer a căldurii, dacă temperatura sistemului de conversie este T_1, va fi :

$$Q_1 = K(T_c - T_1)\tau_1 \tag{1}$$

Remarcăm că, atunci cînd $T_1 \to T_c$ și dorim să transferăm de la sursă la sistem aceeași cantitate de căldură Q_1, durata τ_1 a transferului tinde către infinit, iar procesul devine, la limită, reversibil.

După timpul τ_1, sistemul este supus unei destinderi adiabatice care, îl face să ajungă la temperatura T_2. Vom presupune că durata transformărilor adiabatice este neglijabilă în raport cu durata τ_1 și că timpul de relaxare a gazului care formează sistemul de conversie este mic, astfel că, în raport cu viteza de destindere, gazul revine rapid în stare de echilibru, fără frecări interne. Sistemul de conversie este pus în contact cu un perete diaterm, cu coeficient de transfer K, și cedează, la temperatura T_2, o cantitate de căldură Q_2 rezervorului rece care se găsește la temperatura T_R :

$$Q_2 = K(T_2 - T_R)\tau_2. \tag{2}$$

Apoi sistemul este adus în starea inițială printr-o compresie adiabatică de la T_2 la T_1, deci la același volum, aceeași presiune, în consecință la aceeași temperatură și aceeași entropie.

Datorită readucerii la starea inițială, avem :

$$\frac{Q_1}{T_1} = \frac{Q_2}{T_2}. \tag{3}$$

În acest proces, apare un lucru mecanic $W = Q_1 - Q_2$ într-un timp $\tau = \tau_1 + \tau_2$ care, în acest caz, aproximează durata ciclului de conversie. Puterea furnizată este, prin definiție și ținînd seama de (3) :

$$P = \frac{W}{\tau} = \frac{Q_1 - Q_2}{\tau} = \frac{Q_1}{\tau}\left(1 - \frac{T_2}{T_1}\right). \tag{4}$$

Dacă Q_1 este constantă, atunci cînd $T_1 \to T_c$ și $T_2 \to T_R$ avem un ciclu Carnot reversibil, deci, așa cum rezultă din (1) și (2), $\tau \to \infty$ și puterea este nulă. Cînd $T_1 = T_2$, puterea este din nou nulă. Deoarece $\tau = \tau_1 + \tau_2$ depinde de T_1, T_2, vor exista temperaturi T_1^* și T_2^* pentru care puterea convertită va fi maximă.

Utilizînd valorile lui τ_1 și τ_2 din, respectiv, (1), (2) și (3), avem :

$$\tau = \frac{Q_1}{K}\left[\frac{1}{T_c - T_1} + \frac{T_2}{T_1(T_2 - T_R)}\right]. \tag{5}$$

Dacă notăm, pentru comoditate, cu $\theta_1 = T_1/T_c$, $\theta_2 = T_{21}T_R$ și introducem (5) în (4), obținem pentru putere expresia:

$$P(\theta_1, \theta_2) = K \cdot \frac{(1-\theta_1)(\theta_2 - 1)(T_c\theta_1 - T_R\theta_2)}{\theta_2 - \theta_1}. \tag{6}$$

Este remarcabil faptul că puterea nu depinde de Q_1. Puterea va avea o valoare maximă pentru valorile θ_1^*, θ_2^* sau T_1, T_2 care satisfac cuplul de ecuații:

$$\frac{\partial P}{\partial \theta_1} = 0; \quad \frac{\partial P}{\partial \theta_2} = 0. \tag{7}$$

Rezolvînd ecuațiile (7), obținem imediat temperaturile T_1^*, T_2^* pentru care conversia se face cu putere maximă:

$$T_1^* = \frac{T_c}{2}\left(1 + \sqrt{\frac{T_R}{T_c}}\right); \quad T_2^* = \frac{T_R}{2}\left(1 + \sqrt{\frac{T_c}{T_R}}\right). \tag{8}$$

Randamentul conversiei, în cazul cînd aceasta se face ireversibil cu putere maximă, rezultă din (3):

$$\eta_{\tau^*} = \frac{W^*}{Q_1} = 1 - \frac{T_2^*}{T_1^*} = 1 - \sqrt{\frac{T_R}{T_c}}. \tag{9}$$

Comparînd cu randamentul ciclului Carnot reversibil, valabil pentru $\tau \to \infty$ și $P = 0$, dar $W = \max.$, se vede că avem: $\eta_{\tau^*} < \eta_\infty = 1 - \frac{T_R}{T_c}$.

Cu τ^* s-a notat durata ciclului care produce puterea maximă și care depinde de T_1^*, T_2^*, așa cum rezultă din (5).

În conversia energiei cu cicluri de durată finită, entropia totală crește pe ciclu și se conservă numai cînd durata ciclului este infinită, conform cu principiul al doilea al termodinamicii, $dS \geqslant 0$.

Procesele ireversibile de transfer al căldurii între sursa caldă și sistemul de conversie și între acesta și rezervorul rece sînt caracterizate prin apariția unor variații de entropie ireversibile, respectiv:

$$\delta S_1^{ir} = Q_1\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_c}\right); \quad \delta S_2^{ir} = Q_2\left(\frac{1}{T_R} - \frac{1}{T_2}\right). \tag{10}$$

Dacă ținem seama de (1) și (2), obținem:

$$\delta S_1^{ir} = \frac{Q_1^2}{K\tau_1 T_1 T_c}; \quad \delta S_2^{ir} = \frac{Q_2^2}{K\tau_2 T_2 T_R}. \tag{11}$$

În cazul unui ciclu de conversie caracterizat prin putere maximă, am văzut că avem: $Q_2^*/Q_1 = \sqrt{T_R/T_c}$, și deci din formula (11) rezultă relația remarcabilă:

$$\delta S_1^{ir} \cdot T_1^* \cdot \tau_1^* = \delta S_2^{ir} \cdot T_2^* \cdot \tau_2^*. \tag{12}$$

Vom numi $\delta S^{ir} \cdot T^* = \delta E^{ir*}$ energie necompensată sau căldură necompensată, prin analogie cu termenul utilizat de către de Donder /3/ şi preluat de F. Grabiel /4/.

Produsul dintre energia necompensată δE^{ir*} şi durata procesului de transfer al căldurii τ^* este o „acţiune necompensată" :

$$\delta E_1^{ir*} \cdot \tau_1^* = \delta E_2^{ir*} \cdot \tau_2 = \delta A^{ir}. \tag{13}$$

Cu această terminologie, ecuaţia (13) exprimă următorul principiu : *„Într-un ciclu ireversibil, variaţia acţiunii necompensate în procesul de preluare a căldurii de la sursa caldă, în timp finit, este egală cu variaţia acţiunii necompensate în procesul de cedare a căldurii sursei reci, în timp finit, dacă sistemul funcţionează astfel încît puterea convertită în lucru mecanic să fie maximă"*.

Relaţia (13) este valabilă pentru situaţia în care avem o conversie maximă de putere. În cazul cînd nu este îndeplinită această condiţie, cele două variaţii de acţiuni necompensate nu sînt egale şi deci diferenţa lor este diferită de zero.

Dacă acordăm un semn variaţiei de acţiuni necompensate, astfel încît este pozitivă în procesele de preluare a căldurii şi negativă în cazul cedării căldurii de către sistemul de conversie, atunci, în general :

$$\delta E_1^{ir} \cdot \tau_1 - \delta E_2^{ir} \cdot \tau_2 \neq 0. \tag{14}$$

Putem să reformulăm *principiul conversiei optime* în felul următor : *„Variaţia acţiunii necompensate totale într-un proces de conversie este nulă dacă sistemul funcţionează la puterea maximă"*.

Conversia căldurii în lucru mecanic, astfel încît puterea convertită să fie maximă, este guvernată de un principiu în care regăsim, în domeniul proceselor ireversibile, o condiţie de extremum pentru variaţia de acţiune necompensată ce caracterizează variaţiile temporale ale stărilor sistemelor de conversie.

BIBLIOGRAFIE

1. — *Carnot, S.*, Réflexions sur la puissance du feu, et sur les machines propres à développer cette puissance, Paris, 1824.
2. — *Clausius, R.*, Ueber die Bewegende Kraft der Wärme, (1850), Herausgegeben von Dr. Max Planck, Leipzig, 1989.
3. — *Prigogine, I.*, Introduction to thermodynamics of irreversible processes, John Wiley, New York, 1962.
— *Guminski, K.*, Termodinamica proceselor ireversibile, Ed. Acad. RPR, Bucureşti, 1964.
4. — *Grabiel, F.*, Theory of Energy Transfers and Conversions, John Wiley, New York—London—Sydney, 1967.

A New Theorem in Energy Conversion

The real irreversibles cycles of heat conversion in work are investigated considering the conditions of maximum power conversion in contrast to Carnot ideal cycles which being reversibles are of infinite period, it means of zero power.

In the case of maximum power conversion, if we define the products of irreversible entropy with the temperature and with the time of heat transfer as being an uncompensated action, the following theorem is true, under very general conditions :

"*The total uncompensated action is zero only in cycles with maximum power conversion*".

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.316.97:538.3

CERCETĂRI TEORETICE ȘI EXPERIMENTALE PRIVIND PERTURBAREA ELECTROMAGNETICĂ A MEDIULUI ÎNCONJURĂTOR DE CĂTRE LINIILE ELECTRICE AERIENE

MARILENA UNGUREANU, D. CRISTESCU *

În lucrare se definește funcția de excitație ca mărime ce descrie mecanismul intrinsec al efectului perturbator pe care liniile electrice aeriene îl au asupra mediului înconjurător. Se prezintă și determinarea experimentală a funcției de excitație pentru o linie electrică aeriană simplu circuit de 400 kV echipată cu un fascicol de 2 × 450 mm² OL — AL.

1. Creșterea lungimii liniilor electrice aeriene și a tensiunii lor nominale a adus în atenția cercetătorilor efectul lor poluant. În prezenta lucrare se abordează cu precădere aspectele legate de cîmpul electromagnetic perturbator în spațiul din vecinătatea liniei.

Perturbațiile radioelectrice provocate de LEA se datoresc în fapt impulsurilor de curent produse de descărcările elementare (egretele descărcării corona) care au loc în imediata vecinătate a conductoarelor.

Se consideră că numărul mare de surse perturbatoare sînt independente și provoacă în conductor apariția unui curent cu o anumită compoziție și densitate spectrală [1]. Presupunînd că sursele perturbatoare rămîne de aceeași valoare în lungul liniei, curentul într-un punct de abscisă y a liniei va depinde de curentul local injectat într-un punct x de descărcarea corona printr-un coeficient de amplificare ce se stabilește în funcție de modul de tratare a capetelor liniei, pe baza legilor de însumare a fenomenelor aleatoare.

Aprecierea efectului perturbator poate fi făcută prin măsurarea directă a cîmpului electromagnetic în vecinătatea liniei și prin măsurarea curentului perturbator de înaltă frecvență injectat în conductoarele liniei. Cîmpul și curentul depind de caracteristicile conductoarelor și de sistemul de capacități al liniei. Mărimea intrinsecă caracteristică perturbației produse de un conductor sau fascicol de conductoare, care elimină efectul capacității și care descrie intensitatea fenomenului corona este funcția de excitație.

Manuscris primit la data de 1 iulie 1981.
* Șef lucrări dr. ing., Prof. dr. ing., Catedra Rețele electrice.

Funcția de excitație definește mai bine mecanismul de generare a unei perturbații decît curentul injectat, care nu este decît o mărime derivată dependentă de capacitatea liniei. Funcția de excitație este definită prin relația :

$$[I]=\frac{1}{2\pi\varepsilon_0}\times[C]\times[\Gamma] \tag{1}$$

unde $[I]$ — matricea coloană a curenților injectați în $\mu A/m^{1/2}$
$[C]$ — matricea capacităților liniei
$[\Gamma]$ — matricea coloană a funcțiilor de excitație în $\mu A/m^{1/2}$

Fie i conductorul pe care a apărut descărcarea corona și Γ_i funcția de excitație a acestuia. Atunci :

$$I_j=\frac{C_{ij}}{2}\Gamma_i \tag{2}$$

cu alte cuvinte, curentul indus în conductorul j este urmarea deplasării sarcinii spațiale corona în jurul conductorului i.Cantitatea și deplasarea sarcinii spațiale caracteristice egretelor nu depind decît de condițiile locale (forma și natura asperităților care dau o anumită structură cîmpului electric). În relația (2) Γ_i este mărimea care exprimă efectul generator intrinsec al zgomotului radioelectric, în timp ce I_j depinde de geometria liniei, așa cum apare în (1) și (2).

Γ depinde, ca valori, de cîțiva parametri, cum sînt : gradientul superificial, raza conductoarelor, numărul conductoarelor în fascicol.

Funcția de excitație poate fi cunoscută însă numai dacă se cunoaște curentul I de înaltă frecvență care apare în conductor. Acesta nu poate fi măsurat decît cu ajutorul unei linii electrice scurte, așa cum este linia) experimentală de la IPB.

2. Linia experimentală de la IPB (sau panoul modelabil de linie) pusă în funcțiune în 1977 este o linie de 215 m lungime cu gabarite modificabile pentru tensiuni nominale de 220—400—750 kV avînd o extremitate în gol și cealaltă extremitate acordabilă pe impedanța sa caracteristică. Coloana de adaptare servește la măsurarea curentului perturbator (fig. 1).

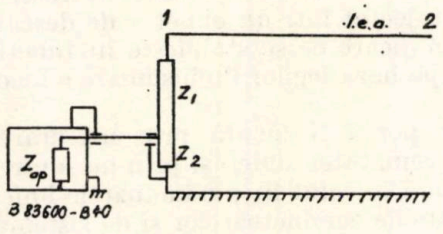


Fig. 1

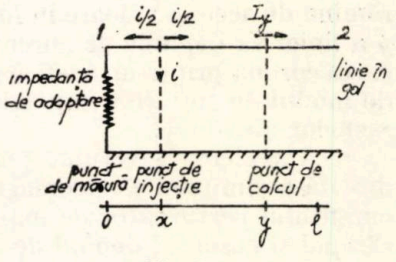


Fig. 2

Ea conține și elemente de eliminare a componentelor reactive din structura impedanței sale [2].

Impulsurile de curent ce apar în linie datorită descărcării corona se vor propaga atît spre extremitatea adaptată a liniei cît și spre extremitatea în gol (pct. 2), unde se vor reflecta total (fig. 2). Astfel, într-un

punct oarecare de abscisă y a liniei, curentul I_y ce va circula prin linie va fi rezultatul suprapunerii curenţilor injectaţi în diverse puncte de abscisă x, dar între care există un decalaj temporal corespunzător diferenţelor între lungimile parcurse de aceste semnale.

Fie i_1 şi i_2 valorile instantanee ale curentului direct şi cel reflectat la capătul în gol al liniei

$$i_1 = \frac{i}{2} \sin \omega t; \quad i_2 = \frac{i}{2} \sin(\omega t - \tau) \tag{3}$$

cu

$$\tau = 2\pi \frac{1-x}{\lambda}; \qquad \lambda = \frac{2\pi c}{\omega}$$

Curentul I_y se obţine prin însumarea tuturor curenţilor injectaţi punctual de descărcarea corona, operaţie ce se face potrivit proceselor aleatorii prin regula însumării pătratelor amplitudinilor.

Pentru o injecţie într-un punct x pentru care : $0 < y < x$, curentul prin secţiunea y va fi :

$$i_{y1} = i \sqrt{\frac{1+\cos \tau}{2}} \tag{4}$$

şi într-un punct x, $x < y < 1$:

$$i_{y2} = i \sqrt{\frac{1-\cos \tau}{2}} \tag{5}$$

curentul total I_y :

$$I_y^2 = \int_0^y i_{y1}^2 \, dx + \int_y^l i_{y2}^2 \, dx \tag{6}$$

sau :

$$I_y = \frac{l}{\sqrt{2}} \left[l + \frac{\lambda}{4} \sin \frac{4\pi}{\lambda} (l - y) - y \cos \frac{4\pi}{\lambda} (l - y) \right] \tag{7}$$

Pentru $y = 0$ se obţine expresia curentului — I_{col}— ce va trece prin coloana de adaptări şi care urmează să fie măsurată :

$$I_{col} = \frac{i}{\sqrt{2}} \sqrt{l + \frac{\lambda}{4\pi} \sin \frac{4\pi}{\lambda} l} \tag{8}$$

Dacă linia ar fi adaptată la ambele capete :

$$I_{col} = i \sqrt{l} \tag{9}$$

În cazul liniei experimentale de la IPB şi pentru frecvenţa de 500 kHz :

$$I_{col} = 9{,}468 \, i$$

sau

$$I_{col}[dB] = i[dB] + 19{,}5 \tag{10}$$

Se exprimă curentul într-o secțiune y în funcție de curentul măsurat I_{col} pentru o descărcare corona considerată uniformă în lungul liniei prin relația :

$$I_y = I_{col} \frac{\sqrt{l + \frac{\lambda}{4\pi} \sin \frac{4\pi}{\lambda} (l - y) - y \cos \frac{4\pi}{\lambda} (l - y)}}{\sqrt{l - \frac{\lambda}{4\pi} \cos \frac{4\pi}{\lambda} l}} \tag{11}$$

sau

$$I_y[dB] = I_{col}[dB] + F(y)\ [dB] - A[dB] \tag{12}$$

unde : $F(y)$ corespunde numărătorului expresiei (11) iar A, numitorului.
I_y este acel curent care provoacă în fiecare plan transversal al liniei cîmpul electromagnetic perturbator.

Pentru $y = l/2$ (la mijlocul deschiderii)

$$I_{l/2} = U_m[dB] - 23{,}7 \tag{13}$$

U_m reprezintă valoarea tensiunii la bornele rezistenței echivalente de măsură (fig. 1), conform relației :

$$U_m = I_{col} \times (Z_{col}/Z_{ap})$$

Atunci, curentul injectat în linie de descărcarea corona, corespunzător unității de lungime și ținînd seama de (10) se scrie :

$$i[dB] = U_m[dB] - 46 \tag{14}$$

iar curentul în secțiunea de la jumătatea liniei

$$I_{l/2}[dB] = i[dB] + 22{,}3 \tag{15}$$

3. Cu ajutorul curenților măsurați în coloana de adaptare, în cazul alimentării fazei mediane a liniei experimentale echipate cu un fascicol de 2 × 450 mm² OL—AL și a fazelor laterale legate la pămînt, s-a determinat funcția de excitație pentru diverse valori ale cîmpului electric superficial și diferite condiții meteorologice în decursul anului 1980.

Rezultatele obținute sînt prezentate în fig. 3 a și b unde dependența față de cîmpul superficial este dată sub forma unor curbe de regresie, împreună cu ecuațiile care le descriu.

Funcția de excitație astfel stabilită poate fi folosită și în determinarea curentului pe care descărcarea corona apărînd pe una din faze îl

provoacă în fazele învecinate (relaţia 1). Astfel, pentru $U_m = 77$ dB avem :

— Curentul injectat în faza mediană este I_2=31 dB sau 35,48 μA/m$^{1/2}$ cu o valoare a funcţiei excitaţiei

$$\Gamma_2 = 199 \ \mu A/m^{1/2} \text{ sau } 45{,}98 \text{ dB}$$

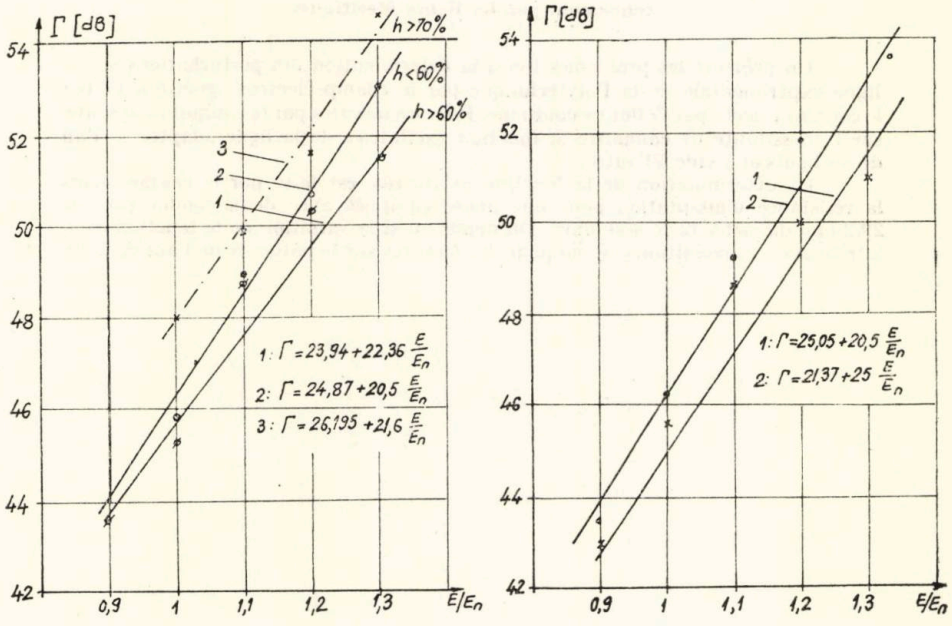


Fig. 3

— Curentul indus pe celelalte faze :

$$I_1 = \frac{C_{12}}{2\pi\varepsilon_0}\,\Gamma_2 = 55{,}47 \text{ dB}; \qquad I_3 = \frac{C_{13}}{2}\,\Gamma_2 = 7{,}35 \text{ dB}$$

Aceste valori ale curenţilor contribuie la stabilirea în spaţiul din jurul liniei experimentale a unei anume valori de cîmp electromagnetic perturbator măsurat cu un aparat cu antenă.

Importanţa deosebită a stabilirii funcţiei de excitaţie rezidă în aceea că avînd valorile lui i pentru conductorul i (determinat pe linia experimentală) se poate determina comportarea din punct de vedere al efectului perturbator radioelectric pentru orice linie cu aceeaşi structură geometrică echipată cu conductoare de acest tip.

Variaţia cu condiţiile meteo ale funcţiei de excitaţie reflectă variaţia NP al liniei cu aceste condiţii ale funcţiei de excitaţie. Valorile experimentale prezentate în lucrare au fost confruntate cu determinări teoretice şi reflectă o bună corespondenţă în condiţiile de măsură.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * — Guide de perturbation. Publication CIGRE.
2. *Marilena Ungureanu, D. Cristescu*, Variaţia nivelului perturbator cu condiţiile meteorologice. Buletinul IPB. Seria Electrotehnică, tom. XL, nr. 3/1978.

Etude théorique et expérimentale sur la perturbation électromagnétique de l'environnement par les lignes électriques

On présente les problèmes liés à la détermination des perturbations sur la ligne expérimentale de la Polytechnique par le champ électromagnétique et par le courant injecté par l'effet de couronne. Pour les mesures par le courant on discute sur la possibilité de connaître la fonction excitatrice de la ligne adaptée à l'un de ses bouts et à vide à l'autre.

La détermination de la fonction excitatrice est faite par le courant dans la résistance d'adaptation pour une phase équippée avec deux conducteurs de 29,2 mm diametre (2×450 mm^2). On donne aussi la variation de la fonction excitatrice avec les conditions météo pour des mesures sur le parcours de l'année 1980.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.316

ANALIZA MODALĂ ÎN STUDIUL STABILITĂȚII LA MICI PERTURBAȚII A SISTEMELOR ELECTROENERGETICE

M. EREMIA, H. CRISCIU *

În lucrare sînt prezentate succint unele aspecte privind aplicarea tehnicilor modale în analiza stabilității la mici perturbații a sistemelor electroenergetice. În acest scop se menționează analiza locului valorilor proprii, identificarea parametrilor critici cu ajutorul matricei de sensibilitate, optimizarea parametrilor folosind algoritmul Simplex. Pentru reducerea dimensiunilor matricei coeficient A s-a utilizat reprezentarea diferențiată a mașinilor sincrone în funcție de zona în care se află precum și metoda grupării variabilelor de stare.

Avariile de tipul declanșărilor accidentale de linii și chiar declanșări în cascadă, urmare a oscilațiilor lente apărute în stări aparent normale (în regim permanent) au impus cercetări privind identificarea acestor oscilații și stabilirea de măsuri pentru înlăturarea lor.

Studiul regimurilor dinamice ale sistemului electroenergetic respectiv stabilitatea la mici perturbații are drept scop îmbunătățirea siguranței în funcționare a acestuia, fie prin minimizarea efectelor nedorite ale oscilațiilor ce apar în sistem fie prin optimizarea parametrilor schemei sau sistemelor de reglare automată.

Întrucît tehnicile clasice nu răspund în mod corespunzător acestor probleme, în ultimii ani s-au dezvoltat metodologii noi de calcul, între care și tehnicile de analiză modală și anume locul valorilor proprii și matricea de sensibilitate [1, 2, 3, 4, 5, 10].

În acest scop comportarea dinamică a sistemului studiat, cuprinzînd generatoare sincrone (inclusiv regulatoare de tensiune și viteză), consumatori și rețeaua electrică de legătură, este descrisă în spațiul stărilor printr-o ecuație de forma:

$$(\dot{X}) = [A]\cdot(X) \tag{1}$$

în care (X) este vectorul variabilelor de stare, iar $[A]$ este matricea coeficient.

Manuscris primit la data de 11 septembrie 1981.
* Șef lucrări dr. ing., Ing. cercet., Catedra Rețele electrice.

Aprecierea stabilității în prezența micilor perturbații, se efectuează prin calculul valorilor proprii ale matricei $[A]$ și localizarea lor în planul complex.

Ca o măsură cantitativă a gradului de stabilitate se poate folosi factorul de amortizare ξ, asociat cu fiecare pereche de valori proprii complex conjugate [3]:

$$\xi_i = \frac{-R_i}{\sqrt{R_i^2 + I_i^2}} \tag{2}$$

în care R_i și I_i sînt părțile reale și imaginare ale valorilor proprii λ_i.

Cu toate că tehnica modală a locului valorilor proprii s-a dovedit a fi utilă, pentru sistemele mari însă este necesar un important timp de calcul pe calculatorul numeric pentru calculul și trasarea grafică a valorilor proprii în funcție de toți parametrii care prezintă interes.

Avînd în vedere și dimensiunile mari ale matricei coeficient A, care limitează amploarea schemei studiate, înainte de formarea matricei coeficient A, este necesar ca elementele sistemului electroenergetic, în principal mașinile sincrone, să fie reprezentate prin modele diferențiate în funcție de zona din care fac parte. Stabilirea zonelor se face pe baza distanțelor electrice dintre mașina supusă observației și celelalte mașini [9]. În fiecare zonă, mașinile sincrone se vor reprezenta prin același model matematic — același număr de ecuații — deci același grad de aproximare (modelul complet, aproximativ sau simplificat).

O cale directă, pentru identificarea celor mai influenți parametri asupra stabilității, se obține calculînd matricea sau coeficienții de sensibilitate. Prin sensibilitatea unei valori proprii λ_i în raport cu un anumit parametru se înțelege derivata valorii proprii în raport cu acest parametru α_k. Expresia generală a matricei de sensibilitate de ordinul I este de forma:

$$S_{ik} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial \alpha_k} = \left[\frac{\{[\partial [A]/\partial \alpha_k]\,(X_i), (V_i)\}}{\{(X_i), (V_i)\}} \right] \tag{3}$$

în care (X_i), (V_i) sînt vectorii proprii ai matricei coeficient A, respectiv ai matricei A transpusă.

Interpretarea rezultatelor este făcută prin compararea valorilor coeficienților de sensibilitate.

În ultima etapă a programului, folosind matricea de sensibilitate — care leagă schimbările valorilor proprii de parametrii săi — se dezvoltă un algoritm ce utilizează metoda Simplex, pentru optimizarea valorilor parametrilor de reglaj în limitele admise.

Funcția obiectiv, ce urmează a fi minimizată este

$$f(\lambda_i, c_i) = \sum_i |c_i + \lambda_i| = \text{MIN!} \quad i = 1, \ldots, n \tag{4}$$

în prezența restricțiilor asupra parametrilor:

$$\alpha_i^{\min} \leqslant \alpha_j \leqslant \alpha_j^{\max} \quad j = 1, \ldots, m, \tag{5}$$

unde $\lambda_i = \varphi(\alpha_j)$ este valoarea proprie i a matricei A, în funcție de parametrul α_j; c_i este pragul valorii proprii λ_i (valoarea cu care trebuie deplasată spre stînga planului complex valoarea proprie λ_i pentru a avea partea reală negativă).

Luîndu-se în considerare primii termeni din dezvoltarea în serie Taylor a expresiei (4) în jurul unui punct de funcționare și grupînd termenii, se obține:

$$f(\alpha_1^{p+1}, \ldots, \alpha_m^{p+1}) = f(\alpha_1^p, \ldots, \alpha_m^p) - \sum_j \frac{\partial f}{\partial \alpha_j} \alpha_j^p + \sum_j \frac{\partial f}{\partial \alpha_j} \alpha_j^{p+1} \qquad (6)$$

Cunoscîndu-se valorile parametrilor α_j^p în punctul de funcționare p, se urmărește găsirea unor noi parametri corespunzători unui alt regim, în punctul $p + 1$, pentru care valorile proprii se găsesc la stînga axei imaginare a planului complex. Acești parametri sînt obținuți cu ajutorul metodei Simplex prin minimizarea funcției Ø, ținîndu-se seama de restricțiile (5). Funcția Ø este de forma:

$$\text{Ø} = \sum_j^m A_j \alpha_j^{p+1} \qquad (7)$$

unde

$$A_j = \frac{\partial f}{\partial \alpha_j} = \frac{\partial |\lambda_1|}{\partial \alpha_j} + \ldots\ldots + \frac{\partial |\lambda_2|}{\partial \alpha_j} + \ldots\ldots + \frac{\partial |\lambda_n|}{\partial \alpha_j}$$

Termenii $\partial \lambda_i / \partial \alpha_j$ reprezintă coeficienții de sensibilitate ai matricei A, obținuți cu relația (3).

Mărimile $\alpha_1^{p+1}, \ldots, \alpha_m^{p+1}$ reprezintă valorile optime pe care trebuie să le ia parametrii regulatoarelor automate pentru ca sistemul să fie stabil.

Pe baza algoritmului prezentat s-a întocmit un program de calcul scris în FORTRAN IV și testat pe calculatorul FELIX 512. Metodologia prezentată a fost aplicată pe o schemă electrică cuprinzînd inițial 65 noduri, dintre care 15 noduri generatoare. Pentru cazul reprezentării mașinilor sincrone prin modelul complet (9 ecuații), matricea coeficient este de ordinul 135.

Reducerea dimensiunilor matricei coeficient, prin reprezentarea diferențiată a mașinilor sincrone în funcție de zona din care fac parte, a condus la o matrice A de ordinul 91. Rezultatele obținute prin aplicarea tehnicilor modale sînt satisfăcătoare în raport cu cele obținute cu matricea de ordinul 135.

Pentru obținerea unor rezultate mai exacte s-au dezvoltat un algoritm și program de calcul de reducere a ordinului modelului liniarizat, prin metoda grupării variabilelor de stare [6]. În acest caz variabilele de stare se împart în două grupe pe baza vitezei de răspuns. Modelele obținute, operînd cu matrici de ordin redus față de modelul inițial, permit studiul stabilității la mici perturbații cu calculatoare de dimensiuni mai mici și în timpi de calcul mai reduși. Precizia modelului, foarte bună, este totuși funcție de gradul de detaliere impus.

BIBLIOGRAFIE

1. *Laughton M. A.*, Matrix analysis of dynamic stability in synchronous multimachine systems Proc. IEE.113,2, (1966).
2. *Undrill J. M.*, Dynamic stability calculations for an arbitrary number of interconnected synchronous machines, IEEE Trans. PAS 87, 3, (1968).
3. *Kundur, P., Dandeno, P. L.*, Practical application of eigenvalue techniques in the analysis of power system dynamic stability problems. PSSC 1975, Cambridge, U.K.
4. *Eremia, M., Pololea, E.*, Analiza stabilităţii dinamice la mici perturbaţii a unui sistem electric prin metoda modală. Partea I : Modelul matematic, Partea II : Analiza parametrilor (în lb. franceză) Bul. ISPE Nr. 3—4, (1976).
5. *Van Ness, J. E., Boyle, J. M., Imad, F. P.*, Sensitivities of large multiple-loop control systems. IEEE Trans. on Automatic control, vol AC — 10, July (1965).
6. *Eremia, M.*, Modele simplificate pentru studiul stabilităţii la mici perturbaţii a sistemelor electrice prin metoda modală. Bul. IPB, Tom XXXIV, (1977), no. 4.
7. *Eremia, M.*, Contribuţii la studiul stabilităţii sistemelor electrice la mici perturbaţii. Teză doctorat, IPB, (1977).
8. *Eremia, M., Crisciu, H., Gheorghe, A.*, A system engineering methodology for evaluating the behavior of large scale power systems under small perturbations. International Congress on Applied Systems Research and Cybernetics, 12—15 December (1980), Acapulco, Mexico.
9. *Robichaud, D.*, Détermination automatique des zones de regroupements pour les études de stabilité dynamique. Note HR 9680/1, EDF, Paris, 1971.
10. *Zein El-Din, H. M., Alden, R. T. H.*, A computer based eigenvalue aproach for power system dynamic stability evaluation. PICA 1977.

Die Modalanalyse in Stabilitätsstudium beim Auftreten geringer Störungen in Elektroenergiesystemen

In der Abhandlung zeigt man einige Möglichkeiten der Anwendung der modalen Technik in der Stabilitätsanalyse, beim Auftreten geringer Störungen in den Elektroenergiesystemen. Zu diesem Zweck benützt man die Analyse der Lage der Eigenwerte, die Identifizierung der kritischen Parametern mit Hilfe einer Empfindlichkeitsmatrix, sowie eine Optimisierung der Parametern mit Hilfe des Simplex-Algorythmuses. Zur Einschrenkung der Ausmaßen der Koefitzientenmatrix „A" benützt man hier eine differenntzierte Darstellung der Synchronmaschienen, je nach der Zone in welcher sich diese befanden, sowie die Methode der Gliederung der Zustandsgrößen.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.316.9 :537.523.3

PERTURBAȚII ACUSTICE PRODUSE DE LINIILE ELECTRICE DE ÎNALTĂ TENSIUNE. PROBLEME DE PROIECTARE

P. POSTOLACHE *

Se prezintă o metodă analitică de predeterminare a zgomotului acustic produs de liniile electrice de înaltă tensiune. Rezultatele calculului, efectuat pentru o linie de 400 kV, dublu circuit, sînt comparate cu cele obținute pe linia experimentală din laboratorul de TTI din IPB. Se constată o bună concordanță a rezultatelor.

1. Liniile electrice aeriene și mediul ambiant

Dezvoltarea continuă a rețelelor de înaltă tensiune, impusă de creșterea consumului de energie electrică, pune cu tot mai multă acuitate în fața proiectantului problema impactului liniilor electrice aeriene (LEA) asupra mediului.

Principalul mod în care LEA de 400 kV afectează calitatea mediului ambiant se datorește descărcării corona, generatoare de perturbații radio și zgomote acustice (ZA) caracteristice [1].

Ca și descărcarea corona, ZA este influențat de condițiile meteorologice precum și de parametrii geometrici și electrici ai liniei.

Zgomotul produs de LEA are intensitate în general redusă. El devine nociv prin efectele sale cumulative asupra sistemului nervos, în special atunci cînd se lucrează sub tensiune sau atunci cînd locuințele se află în vecinătatea LEA [2].

2. Predeterminarea ZA al unei LEA. Rezultate

Elaborarea unei metode de predeterminare a ZA produs de o linie electrică devine tot mai necesară dacă se are în vedere faptul că în viitorii ani se vor introduce în sistemul electroenergetic al țării noastre LEA de 400 kV dublu circuit [3]. În acest sens s-au efectuat măsurători de ZA pe linia experimentală din cadrul laboratorului de TTI din IPB, aceasta fiind echipată cu diferite tipuri de conductoare și alimentată monofazat.

Manuscris primit la data de 29 septembrie 1981.
* Șef lucrări ing., Catedra Rețele electrice.

S-a utilizat un sonometru de precizie tip SST—4F—LEA (Franța), măsurătorile realizîndu-se în conformitate cu metodologia descrisă în [4]. În figurile 1 și 2 se dau, spre exemplificare, profilul transversal și spectrul de frecvență al zgomotului produs, la tensiunea nominală, de linia monofazată echipată cu un fascicul de 3×450 mm^2 Ol—Al.

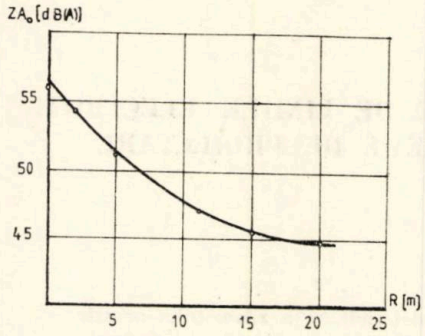


Fig. 1 — Profilul transversal al nivelului ZA produs de LEA monofazată, echipată cu un fascicul de 3 conductoare, 450 mm^2 OL—Al, alimentată la tensiunea nominală.

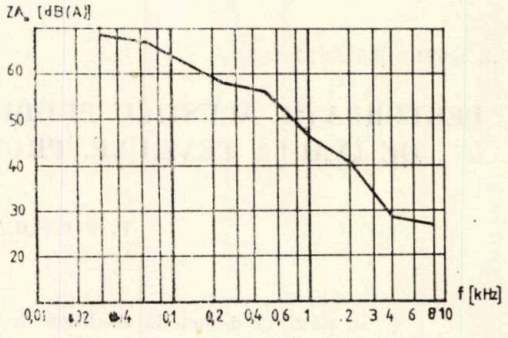


Fig. 2— Spectrul de frecvență al ZA produs de aceeași linie.

Folosind aceste rezultate s-a determinat ZA al unei linii simplu sau dublu circuit prin extinderea metodei de calcul prezentată în lucrarea [2].

Astfel, dacă ZA_0 este zgomotul produs de o linie electrică monofazată și ZA zgomotul produs de o linie electrică, simplu sau dublu circuit, se arată că :

$$\frac{ZA}{ZA_0} = \left(\frac{\sum_1^N \frac{1}{D_i}}{\frac{1}{D}} \right)^{1/2} \qquad (1)$$

relație în care : N este numărul de faze al liniei, D_i este distanța de la punctul de măsură la conductorul „i" al liniei considerate, iar D este distanța de la punctul de măsură la conductorul liniei monofazate.

Utilizînd rezultatele experimentale obținute pentru linia monofazată s-a estimat — cu relația (1) — că nivelul zgomotului produs de o LEA dublu circuit, montată pe stîlpi ca cei prezentați în fig. 3, are valoarea $ZA = 54$ dB(A). Pe de altă parte calculele efectuate cu metoda prezentată în anexă conduc — pentru aceeași linie — la următoarele valori :

	Cîmp electric maxim	Cîmp electric minim
Ploaie intensă	ZA = 52 dB(A)	ZA = 46 dB(A)
Conductor umed	ZA = 48 dB(A)	ZA = 43 dB(A)

Concluzii

Rezultatele obținute arată că zgomotul acustic produs de o LEA de 400 kV, dublu circuit, echipată cu un fascicul de 3×450 mm^2 Ol—Al pe fază, atinge — în condițiile menționate — un nivel acceptat de normele în vigoare.

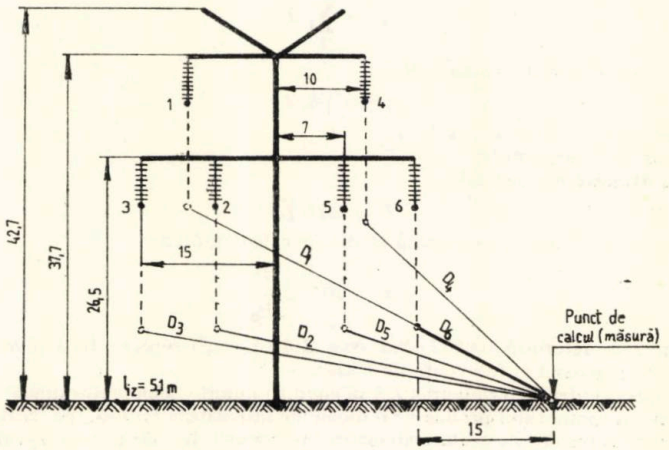


Fig. 3 — Configurația LEA 400 kV, dublu circuit.

Comparația între valorile calculate și cele estimate pe baza măsurătorilor efectuate pe linia experimentală de pe platforma exterioară a laboratorului de TTI din IPB indică o bună concordanță. Acest fapt atestă — în actuala fază a cercetărilor — validitatea metodei de calcul prezentate.

ANEXA

Algoritmul de calcul al metodei prelucrate după [3] (indicele „i" se referă la mărimea ce caracterizează conductorul „i" al LEA):

1) Se determină cîmpul electric maxim E_{mi}.

2) Se calculează puterea acustică A_i generată de fiecare fază alcătuită din n conductoare de diametru d [cm]:

$$A_i = n^2 \left(\frac{d}{3{,}8}\right)^{4{,}4} A_i' K_n \tag{2}$$

unde factorul K_n are următoarele valori:

$$K_n = 1 \quad \text{pentru } n \geqslant 3$$
$$K_n = 1{,}8 \quad \text{pentru } n = 2$$
$$K_n = 5{,}6 \quad \text{pentru } n = 1$$

Parametrul A_i' reprezintă puterea acustică generată, în condiții de ploaie intensă, de către faza i, considerată a fi alcătuită dintr-un singur conductor de diametru $d = 3{,}8$ cm.

$$A_i' = 46{,}4 - \frac{665}{E_{mi}} \tag{3}$$

3) Se calculează, în punctul de măsură (sau de calcul) situat la distanța D_i de faza i, densitatea de putere J_i a undei sonore generată de descărcarea corona:

$$J_i = \frac{A_i}{4D_i} h_i e^{-\alpha D_i} \tag{4}$$

unde : $\alpha = 75.10^{-4}\text{m}^{-1}$ este factorul de atenuare

$$h = \frac{2}{\pi} \text{ arc tg } \frac{L}{2D_i},$$ L fiind lungimea liniei.

Dacă linia este lungă (LEA considerată infinită) $h = 1$.

4) Densitatea totală de putere J se obține prin însumare :

$$J = \sum_1^N J_i \tag{5}$$

5) Se calculează presiunea sonoră P :

$$P = \sqrt{\delta v J} \tag{6}$$

unde : δ = densitatea relativă a aerului ;
v = viteza undelor sonore.
În condiții atmosferice normale

$$P = 20{,}5\sqrt{J} \tag{7}$$

6) Presiunea sonoră ZA, exprimată în dB, se calculează cu :

$$ZA = 20 \log \frac{P}{P_0} \tag{8}$$

P_0 este presiunea de referință 0,0002 μbar (sau 2.10^{-5}N/m^2) reprezentînd nivelul minim perceptibil de către o persoană la frecvența de 1 kHz.

Observație. Pentru determinarea ZA în condiții numite „conductor umed" (care reprezintă nivelul maxim al zgomotului produs pe o ploaie de intensitate redusă, pe ceață sau imediat după ploaie) calculul urmărește același algoritm însă densitatea de putere J_i calculată la pasul 3) se corectează cu un factor C astfel încît noua densitate J_i' este :

$$J_i' = C_i J_i \tag{9}$$

Factorul de corecție se calculează cu relația :

$$C_i = (63.4\, x_i^2 + 1{,}87\, x_i^3 - 1{,}15\, x_i^4)/1000 \tag{10}$$

unde

$$x_i = 10\left(\frac{E_{mi}}{E_c} - 0{,}8\right) \tag{11}$$

raportul E_{mi}/E_c fiind cuprins între $0{,}8 < E_{mi}/E_c < 1{,}4$.

Intensitatea critică E_c a cîmpului electric în noile condiții se evaluează cu relația :

$$E_c = (12{,}5\, d - 4{,}57)/(d - 1{,}07) \tag{12}$$

valabilă pentru domeniul

$$2 \text{ cm} < d \leqslant 6 \text{ cm} ; \; n \leqslant 4$$

În continuare, la pasul 4), $J = \sum_1^N J_i'$ și calculul se efectuează după algoritmul prezentat.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * CIGRÉ, Pérturbations engendrées par l'effet de couronne des réseaux de transport. Descriptions de phénomènes, Guide pratique de calcul, Paris, 1974.
2. *Gary, C., Moreau, M.*, L'effet couronne en tension alternative, Paris, Eyrolles, 1976.
3. *Cristescu, D., Ungureanu, M., Postolache, P., Măgureanu, Gh., Munteanu, S.*, Încadrarea liniilor de înaltă tensiune în mediul înconjurător. Aspecte legate de zgomotul acustic provocat de descărcarea corona, Energetica, 29, 1981, nr. 2—3, p. 125—130
4. * * * Transmission line reference book 345 kV and above, EPRI, Paolo Alto, 1975.

Prédetermination des perturbations acoustiques produites par les lignes à haute tension

On présente une méthode analytique de prédétermination du bruit acoustique des lignes à courant alternatif. Les résultats du calcul effectué pour une ligne de 400 kV, double circuit, sont comparés avec ceux obtenus sur la ligne expérimentale du laboratoire de haute tension de l'IPB. On constate une bonne concordance des résultats.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 62—5:681.3.04/.06

POSIBILITĂȚI OFERITE DE METODA PROIECTĂRII DIRECTE ÎN DOMENIUL TIMP A SISTEMELOR NUMERICE DE REGLARE

S. CĂLIN, GH. PETRESCU *

În lucrare sînt prezentate posibilitățile oferite de metoda proiectării directe în domeniul timp a sistemelor numerice de reglare, expusă în [1, 2]. Este ilustrată proiectarea algoritmului de reglare pentru o instalație tehnologică de ordin superior celor considerate în [1, 2], fiind verificată comportarea sistemului la semnale de referință și perturbări treaptă. Lucrarea conține și o variantă matricial-vectorială pentru caracterizarea directă în domeniul timp a funcționării sistemelor considerate.

1. Instalația tehnologică considerată

Se consideră un bloc F (conținînd instalația tehnologică automatizată, elementul de execuție, traductorul și elementul de reținere) cu funcția de transfer:

$$H_f(z^{-1}) \triangleq \frac{Y(z^{-1})}{U(z^{-1})} = \frac{0{,}1}{(1-0{,}9\,z^{-1})(1-0{,}95\,z^{-1})} = \frac{0{,}1}{1-1{,}85\,z^{-1}+0{,}855\,z^{-2}} \tag{1}$$

u_n reprezentînd mărimea de comandă, iar y_n — mărimea reglată.

Din (1) se obține:

$$y_n = 1{,}85\,y_{n-1} - 0.855\,y_{n-2} + 0{,}1\,u_n \tag{2}$$

și notînd cu w_n mărimea discretă de referință se obține expresia erorii discrete

$$\varepsilon_n = w_n - y_n. \tag{3}$$

Făcînd $z = 1$ în (1) se obține factorul de amplificare ridicat $K_f = 20$ al blocului F, ceeace arată că în absența reglării automate un semnal u_n treaptă unitară discretă va determina în regim staționar un răspuns

$$y_{nst} = 20; \tag{4}$$

Manuscris primit la data de 1 septembrie 1981.
* Prof. dr. ing., Catedra Automatică II; Asist. ing., Catedra Calculatoare.

de altfel, se verifică faptul că pentru $u_n = 1$ și $y_n = y_{n-1} = y_{n-2} = 20$ (în regim staționar al răspunsului la treaptă mărimea reglată rămîne constantă) relația (2) este satisfăcută.

Valoarea ridicată din (4) este importantă pentru comparație cu abaterea maximă a răspunsului la perturbare treaptă unitară în prezența reglării numerice, răspuns determinat în paragraful 4.

2. Răspunsul dorit la semnal de referință treaptă discretă

Pentru un semnal w_n treaptă discretă se impune un răspuns al sistemului de reglare definit de relația :

$$Y_d(z^{-1}) = 0{,}2\,z^{-1} + 0{,}5z^{-2} + 0{,}8z^{-3} + 1{,}05z^{-4} + z^{-5} + z^{-6} + \ldots =$$

$$= 0{,}2z^{-1} + 0{,}5z^{-2} + 0{,}8z^{-3} + 1{,}05z^{-4} + \frac{z^{-5}}{1-z^{-1}}, \tag{5}$$

fiind deci admis un suprareglaj de numai 5 % și o durată a regimului tranzitoriu de numai 5 perioade de eșantionare. Considerînd $T = 1$ s rezultă o durată impusă a regimului tranzitoriu de numai 5 s, foarte redusă în comparație cu constantele de timp ale blocului F — corespunzătoare expresiei (1)— care au valori de ordinul zecilor de secunde.

Expresia (5) poate fi pusă sub forma :

$$Y_d(z^{-1}) = \frac{z^{-1}(0{,}2 + 0{,}3z^{-1} + 0{,}3z^{-2} + 0{,}25z^{-3} - 0{,}05z^{-4})}{1 - z^{-1}}, \tag{6}$$

rezultînd expresia dorită pentru evoluția erorii :

$$\varepsilon_d(z^{-1}) = W(z^{-1}) - Y_d(z^{-1}) = \frac{1}{1-z^{-1}} - Y_d(z^{-1}) =$$

$$= \frac{1 - z^{-1}(0{,}2 + 0{,}3z^{-1} + 0{,}3z^{-2} + 0{,}25z^{-3} - 0{,}05z^{-4})}{1 - z^{-1}}. \tag{7}$$

3. Determinarea algoritmului de reglare numerică.

Din (1) se obține evoluția dorită a comenzii

$$U_d(z^{-1}) = \frac{1}{H_f(z^{-1})}\, Y_d(z^{-1}) \tag{8}$$

iar pentru blocul de reglare numerică necesar rezultă

$$H_R(z^{-1}) \triangleq \frac{U_d(z^{-1})}{\varepsilon_d(z^{-1})} = \frac{1}{H_f(z^{-1})}\, Y_d(z^{-1}) \frac{1}{W(z^{-1}) - Y_d(z^{-1})}, \tag{9}$$

avînd în vedere (7) și (8).

Înlocuind în (9) expresiile (1), (6) și

$$W(z^{-1}) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \tag{10}$$

se obține:

$$H_R(z^{-1}) \triangleq \frac{U(z^{-1})}{\varepsilon_d(z^{-1})} = \frac{1 - 1{,}85z^{-1} + 0{,}855z^{-2}}{0{,}1} \cdot$$

$$\cdot \frac{z^{-1}(0{,}2 + 0{,}3z^{-2} + 0{,}3z^{-2} + 0{,}25z^{-3} - 0{,}05\, z^{-4})}{1 - z^{-1}(0{,}2 + 0{,}3z^{-1} + 0{,}3z^{-2} + 0{,}25\, z^{-3} - 0{,}05z^{-4})}, \tag{11}$$

deci rezultă algoritmul de reglare numerică necesar

$$u_n = 2\varepsilon_{n-1} - 0{,}7\varepsilon_{n-2} - 0{,}84\varepsilon_{n-3} - 0{,}485\varepsilon_{n-4} - 2{,}56\varepsilon_{n-5} + 3{,}0625\varepsilon_{n-6} -$$

$$- 0{,}4275\varepsilon_{-7} + 0{,}2u_{n-1} + 0{,}3u_{n-2} + 0{,}3u_{n-3} + 0{,}25u_{n-4} - 0{,}05u_{n-5} \tag{12}$$

Folosind relațiile (2), (3), (11) și considerînd un semnal w_n treaptă unitară discretă se obțin valorile din tabelul 1 — valori corespunzătoare expresiei (5) — deci se verifică realizarea obiectivului proiectării.

4. Verificarea comportării în raport cu perturbările

Se consideră

$$w_n = 0 \tag{13}$$

și o perturbare p_n treaptă unitară discretă aplicată la intrarea blocului F. În acest caz efectul pertubării p_n se însumează cu efectul mărimii de comandă u_n și în locul relației (2) intervine expresia:

$$y_n = 1{,}85y_{n-1} - 0{,}855y_{n-2} + \\ + 0{,}1\,(u_n + p_n) \tag{14}$$

Tabelul 1

k	u_k	y_k	ε_k
1	2	0.2	0.8
2	1.3	0.5	0.5
3	0.46	0.8	0.2
4	—0.025	1.05	—0.05
5	—2.585	1.	0.
6	0.4775	1.	0.
7	0.05	1.	0.
8	0.05	1.	0.
9	0.05	1.	0.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

Folosind relațiile (3), (11) și (14) (cu $p_n = 1$) rezultă valorile din tabelul 2.

Se constată că abaterea maximă este egală cu 1.29179, valoare redusă în raport cu valoarea staționară ridicată din (4) a răspunsului blocului F în absența reglării automate.

Calculul duratei regimului tranzitoriu al răspunsului la perturbare a condus la o valoare de 88 s; dacă aceasta nu este acceptabilă se poate folosi o reglare cu algoritmi cu structură variabilă [2], pe lîngă algoritmul

Tabelul 2

k	u_k	y_k	ε_k
1	—0.2	0.265	—0.265
2	—0.5	0.45475	—0.45475
3	—0.8	0.63471	—0.63471
4	—1.05	0.78041	—0.78041
5	—1.	0.90108	—0.90108
6	—1.	1.00490	—1.00490
7	—1.	1.08873	—1.08873
8	—1.	1.15496	—1.15496
9	—1.	1.20582	—1.20582
10	—1.	1.24327	—1.24327
11	—1.	1.26907	—1.26907
12	—1.	1.28479	—1.28479
13	—1.	1.29179	—1.29179
14	—1.	1.29131	—1.29131
15	—1.	1.28445	—1.28445
16	—1.	1.27216	—1.27216

(11) fiind utilizat și un algoritm special proiectat pentru anumite performanțe ale răspunsului la perturbare.

5. Varianta matricial-vectorială pentru caracterizarea directă în domeniul timp a funcționării sistemelor discrete.

Valorile unei mărimi discrete la momentele succesive de eșantionare pot fi considerate componentele unui vector, dimensiunea acestuia fiind stabilită astfel încît să se asigure intrarea în regim staționar; în acest mod relațiile recursive pot fi exprimate matricial-vectorial. De exemplu relația (2) poate fi înlocuită prin expresia:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5 \\ y_6 \\ y_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1{,}85 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0{,}855 & 1{,}85 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0{,}855 & 1{,}85 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0{,}855 & 1{,}85 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0{,}855 & 1{,}85 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0{,}855 & 1{,}85 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0{,}855 & 1{,}85 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5 \\ y_6 \end{bmatrix} + \\ + 0{,}1 \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \\ u_7 \end{bmatrix} \qquad (15)$$

considerînd că în cele 7 intervale de eșantioane prevăzute s-a încheiat regimul tranzitoriu (cum este cazul în tabelul 1).

Varianta matricial-vectorială oferă posibilitatea aplicării directe în domeniul timp a metodelor de analiză și proiectare cu utilizarea descrierii matricial-vectoriale.

BIBLIOGRAFIE

1. *Călin, S.*, O metodă de proiectare directă în domeniul timp a sistemelor de reglare automată., „Buletinul Institutului Politehnic București", tom. XLIII, 1981, nr. 1, seria Electrotehnică.
2. *Călin, S., Petrescu, Gh.*, Algoritmi cu structură variabilă pentru reglare numerică,. Lucrările celei de a 4-a Conferințe internaționale de sisteme automate și informaționale în industrie, 1981, Institutul Politehnic București, Facultatea de Automatică.

The possibilities of the Direct Method in Time Domain for Digital Control Design

The paper presents the possibilities offered by the direct method for digital controller design in the time domain [1, 2]. The algorithm design is illustrated for a second order plant and the behaviour of the system is studied for step variations of both, set point and plant disturbances. A matrix-vector formulation of the system behaviour in the time domain is presented.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ“
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z. : 62—82

AMPLIFICATOARE ELECTROHIDRAULICE CU REACȚII FUNCȚIONALE

I. CATANĂ *

În lucrare sînt prezentate unele probleme privind implementarea reacțiilor de presiune în cadrul amplificatoarelor cu două etaje. Pe baza ecuațiilor liniarizate care descriu comportarea dinamică a acestor amplificatoare sînt evidențiate posibilitățile de obținere a diferitelor tipuri de reacții necesare pentru corecția funcțională și stabilizarea dinamică a sistemelor electrohidraulice.

1. Importanța reacțiilor de presiune pentru stabilitatea sistemelor hidraulice

Folosirea acționării hidraulice în tehnica reglării automate a cunoscut o dezvoltare considerabilă în ultima perioadă de timp odată cu perfecționarea constructivă și funcțională a elementelor structurale astfel încît să permită compatibilitatea cu cele mai exigente performanțe impuse.

În acest context, amplificatoarele electrohidraulice, cu unul sau mai multe etaje de amplificare, avînd inițial rolul unui echipament de interfață între cele două subsisteme de bază, electric și hidraulic, încorporează în structura sa anumite reacții suplimentare necesare pentru a asigura stabilitatea și performanțele cerute întregului sistem.

Pentru implementarea acestor reacții în cadrul sistemelor hidraulice au fost realizate amplificatoare hidraulice cu structuri speciale [1, 2] adevărate subsisteme electrohidraulice, care permit introducerea în legea de reglare a unor semnale de corecție în funcție de viteză sau accelerație prin măsurarea debitului și presiunii la motorul hidraulic. Utilizînd pentru acest scop circuite de corecție mecanohidraulice, amplificatoarele cu reacții funcționale au dovedit o mare fiabilitate în funcționare, fiind utilizate în aplicații deosebit de importante din tehnica aerospațială, robotică, construcții de mașini și multe altele.

În cele ce urmează se prezintă analiza comportării dinamice a unui amplificator cu reacție de presiune scoțînd în evidență corelația dintre parametrii constructivi și funcționali și posibilitățile de obținere a unor tipuri diferite de reacții necesare în diverse aplicații.

Manuscris primit la data de 1 octombrie 1981.
* Șef lucrări dr. ing., Catedra Automatică.

2. Structura amplificatoarelor electrohidraulice cu reacţii de presiune

În cadrul sistemelor hidraulice în care reacţia de poziţie se ia de la motorul hidraulic, sarcina rămîne în afara circuitului de reglare, astfel încît, dinamica sarcinii, elasticitatea mecanică a elementelor de acţionare şi forţele rezistente la sarcină introduc anumite efecte care nu mai sînt controlate de reacţia principală a sistemului.

Utilizarea amplificatoarelor cu reacţii suplimentare de presiune se dovedeşte avantajoasă in asemenea cazuri oferind posibilitatea compensării acestor efecte.

În figura 1 se prezintă structura de bază a unui amplificator cu reacţie de presiune.

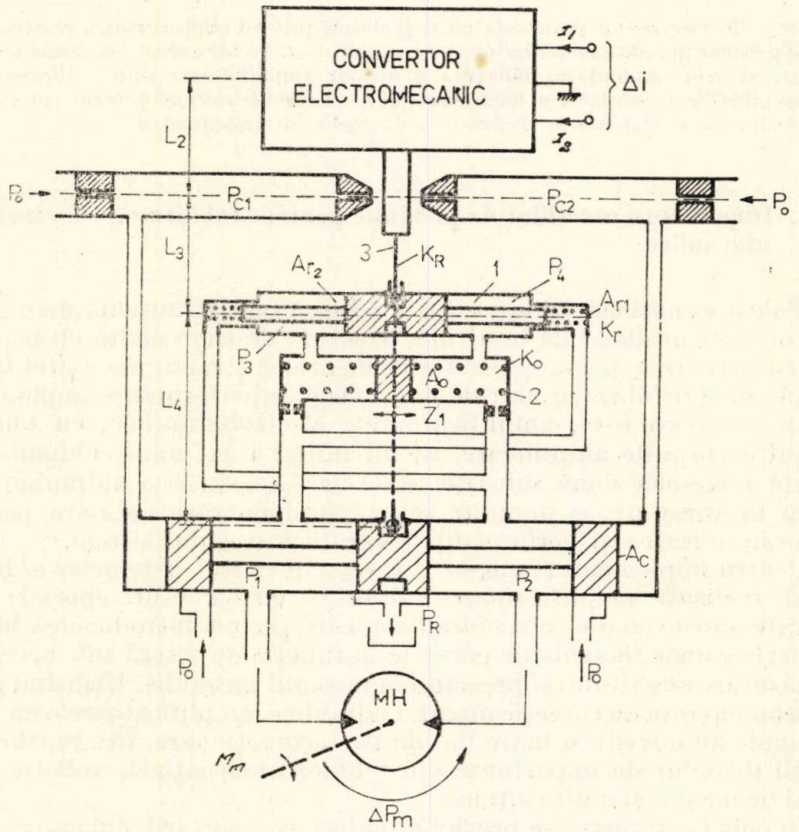


Fig. 1

Reacţiile de presiune de la motorul hidraulic MH se realizează cu ajutorul unor circuite mecanohidraulice formate din rezistenţe, capacităţi şi elemente de comparaţie. Astfel elementul de comparaţie cu piston 1, permite compararea presiunilor p_1 şi p_2 de la porţile motorului hidraulic

cu presiunile p_3 și p_4 furnizate de un filtru trece jos 2. În felul acesta asupra paletei preamplificatorului ajutaj paletă diferențial se aplică prin intermediul unui arc lamelar 3 o reacție de la presiunea Δp_m care funcționează selectiv ca reacție negativă și pozitivă. Amplificatorul este prevăzut și cu o reacție globală de poziție, de la sertarul etajului de putere la paleta preamplificatorului realizată în maniera cunoscută de la amplificatoarele cu reacție de forță.

3. Modelarea matematică a amplificatoarelor cu reacție de presiune

Pentru determinarea modelului matematic al amplificatorului să analizăm în prealabil circuitul mecanohidraulic din figura 2, care realizează o caracteristică de filtru trece jos.

Debitul de fluid care pătrunde în camerele de lucru ale pistonului se poate neglija, fiind foarte mic. În acest caz rezultă :

$$Q_1 = Q_2 = A_0 \frac{\mathrm{d}z_1}{\mathrm{d}t} = Q \tag{1}$$

$$Q = \frac{p_1 - p_3}{R_H} = \frac{p_4 - p_2}{R_H} \tag{2}$$

$$A_0(p_3 - p_4) = K_0 z_2 \tag{3}$$

Din aceste relații se obține :

$$\Delta p_R(s) = \frac{1}{T_0 s + 1} \Delta p_m(s) \tag{4}$$

unde :

$$T_0 = \frac{2A_0^2 R_H}{K_0} \tag{5}$$

reprezintă constanta de timp.

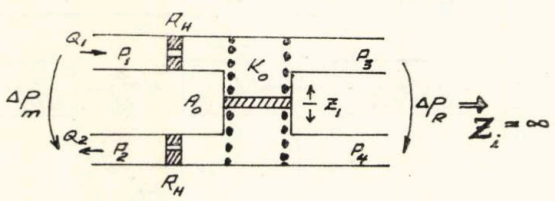


Fig. 2

Neglijînd momentul de inerție al armăturii mobile a convertorului electromecanic se obține ecuația de echilibru al cuplurilor sub forma :

$$K_1 \Delta i = K_e \theta + K_R[(L_2 + L_3 + L_4)\theta + x](L_2 + L_3 + L_4) + \\ + K_R(L_2 + L_3)[(L_2 + L_3)\theta + z_2] \tag{7}$$

unde :

$$K_e = K_a - K_2 - L_2^2(8\pi C_{da}^2 p_0 h_0) \tag{8}$$

reprezintă constanta de elasticitate echivalentă la paleta preamplificatorului ajutaj-paletă [1].

Asupra sertarului de putere acţionează o forţă de comandă determinată de diferenţa de presiune creată la preamplificator, o forţă determinată de curgerea fluidului de lucru prin sertar şi forţa creată de arcul de reacţie. Masa sertarului fiind mică se poate neglija astfel încît ecuaţia forţelor care acţionează la servar devine :

$$\Delta p_c A_c = K_B x + K_R[(L_2 + L_3 + L_4)\theta + x] \tag{9}$$

Elementul 1 de comparaţie al mărimilor de reacţie secundară al amplificatorului este descris de ecuaţia :

$$A_{r1}\Delta p_m - A_{r2}\Delta p_R = K_0 z_2 \tag{10}$$

Dacă vom nota cu :

$$l_1 = L_2 + L_3 \quad \text{şi} \quad l_2 = L_2 + L_3 + L_4 \tag{11}$$

şi vom considera realizată în proiectare condiţia :

$$K_e = 0 \tag{12}$$

atunci pe baza relaţiilor stabilite şi a ecuaţiei liniarizate a preamplificatorului se obţine schema funcţională din figura 3.

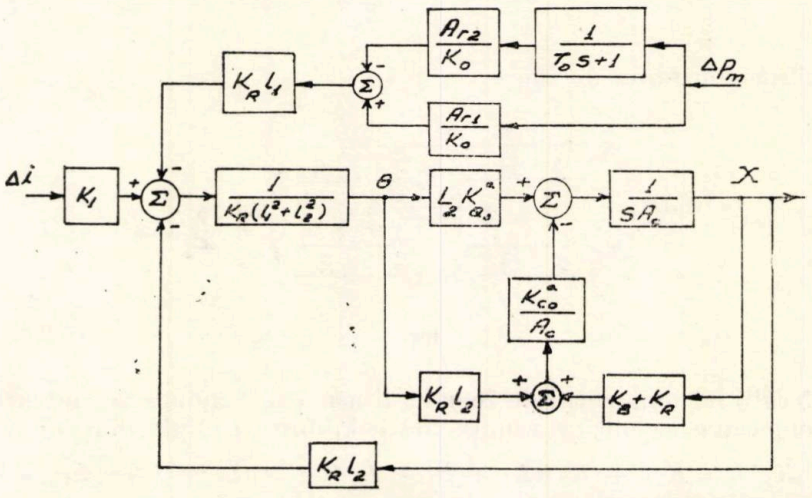


Fig. 3

Pe baza acestei scheme funcţionale se obţine modelul matematic al amplificatorului cu reacţii de presiune sub forma :

$$X(s) = \left[K_I \Delta i(s) - \left(K_{PD} - \frac{K_{PI}}{T_0 s + 1}\right) \Delta p_m(s)\right] \frac{1}{T_A s + 1} \tag{12}$$

unde :

$$K_I = \frac{K_1}{K_R l_2}; \qquad T_A = \frac{A_c(l_1^2 - l_2^2)}{K^a_{Q_0} L_2 l_2} \tag{13}$$

$$K_{PD} = \frac{A_{r1} l_1}{K_0 l_2}; \qquad K_{PI} = \frac{A_{r2} l_1}{K_0 l_2} \tag{14}$$

Concluzii

Amplificatorul prezentat oferă multiple posibilităţi de implementare a reacţiilor de presiune în cadrul sistemelor electrohidraulice. Astfel, pentru $K_{PI} = 0$ se obţine un amplificator cu reacţie permanentă de presiune, iar pentru $K_{PD} = K_{PI}$ se obţine un amplificator cu reacţie tranzitorie de presiune. Dacă $K_{PI} > K_{PD}$ amplificatorul prezintă atît o reacţie negativă de presiune cît şi o reacţie pozitivă de presiune care în regim staţionar devine preponderentă. Această reacţie pozitivă permite compensarea erorii de poziţie a sarcinilor cu elasticitate mecanică care se află în afara circuitului de reglare. În practică se alege de obicei $K_{PI} = 1{,}5\ K_{PD}$. Pentru determinarea precisă a parametrilor K_{PD} şi K_{PI} este necesară simularea comportării dinamice a întregului sistem cu ajutorul calculatorului numeric.

Notaţii

p_{c1}, p_{c2} — presiunile de comandă la amplificatorul ajutaj-paletă diferenţial
p_1, p_2 — presiunile la motorul hidraulic
Δp_m — căderea de presiune la sarcină
Δp_R — presiunea de reacţie secundară
x — deplasarea sertarului
K_R — constanta elastică a arcului de reacţie
K_0 — constanta elastică a arcurilor din circuitele de reacţie secundară
K_B — constanta forţelor lui Bernoulli
$K^a_{Q_0}$, $K^a_{C_0}$ — parametrii amplificatorului ajutaj-paletă
A_{r1}, A_{r2} — ariile suprafeţelor elementelor de comparaţie cu pistonaş.
A_c — aria suprafeţei de comandă a sertarului

BIBLIOGRAFIE

1. *S. Florea, I Catană*, „Analiza și sinteza circuitelor hidraulice și electrohidraulice", Litog. IPB 1981.
2. MOOG, "Technical bulletin 103".

Electrohydraulic Amplifiers with Pressure Feedbacks

The paper deal. with the implementation of the pressure feedbacks in the two stages electrohydraulic amplifiers.

By means of linear mathematical model which describes the dynamical behaviour of these amplifiers, the possibility to choose different types of the pressure feedbacks for the stabilisation of electrohydraulic servosystems is pointed out.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z. : 621.38:658.56

FIABILITATEA ÎN MICROELECTRONICĂ. PREVIZIUNI ȘI CONFIRMĂRI

V. M. CĂTUNEANU, A. MIHALACHE *

Lucrarea urmărește impactul pe care tehnologia microelectronică l-a avut asupra practicii și teoriei fiabilității, confruntînd prevederile bazate pe teorie cu realizările efective. Se arată deplasarea centrului de interes în asigurarea calității circuitelor integrate de la fiabilitate la conformitate. Apariția structurilor LSI cu logică programată modifică interpretările tradiționale ale indicatorilor de fiabilitate punînd însă în valoare unele din modelele matematice, înainte de înters pur teoretic.

La douăzeci de ani de la apariția primului circuit integrat, pare firească o privire retrospectivă asupra implicațiilor pe care tehnologia microelectronică le-a avut în cele mai diferite domenii. În atenția lucrării de față stă domeniul teoriei fiabilității, urmărindu-se modul în care realizările tehnologice din microelectronică au contribuit la modificarea și îmbogățirea unor concepte teoretice și metodologii ale practicii fiabilității.

La data apariției tehnologiei circuitelor integrate, accentul preocupărilor legate de calitatea componentelor electronice suferise o deplasare netă de la problema asigurării conformității acestora — a calității la un moment dat — la cea a asigurării fiabilității lor — stabilitatea în timp a performanțelor.

Familiarizarea cu noua tehnologie a condus la previziuni optimiste privind evoluția fiabilității componentelor și subansamblelor electronice integrate. Cea mai importantă cauză a creșterii fiabilității părea să fie însăși miniaturizarea. Datorită dimensiunilor mici, se poate realiza o protecție mărită la factori și solicitări aleatoare. Caracterul integrat al structurii permite cuplaje strînse între elemente și implică un număr mic de conexiuni între materiale nesimilare, conexiuni a căror degradare în timp este în general rapidă. Pe lîngă aceste consecințe directe ale tehnologiei, o serie de alte previziuni optimiste erau furnizate de concepții proprii ale teoriei fiabilității. Astfel, o modalitate fundamentală de creștere afiabilității sistemelor este utilizarea elementelor redondante. Teoretic problema sintezei unor sisteme redondante era bine cunoscută, dar realizarea ei practică era împiedicată de considerente legate de cost. Tehnologia

Manuscris primit la data de 1 octombrie 1981.
* Prof. dr. ing., Șef lucrări dr. ing., Catedra Fiabilitate.

microelectronică înlătura însă dintr-o dată asemenea impedimente, deoarece, în anumite limite, realizarea unui număr mai mare de componente pe aceeași structură nu presupunea costuri suplimentare, ci doar adoptarea unui tip de mască adecvat.

În concluzie se prevedea că un circuit integrat va avea o fiabilitate mai mare decît circuitul echivalent realizat cu componente discrete, iar fiabilitatea circuitului integrat putea fi în principiu îmbunătățită și ma mult prin introducerea redondanței la nivelul proiectării sale.

Luînd în considerare acum realizările efective obținute în domeniul asigurării fiabilității circuitelor integrate, se constată că, alături de unele confirmări indiscutabile ale previziunilor formulate acum 15—20 de ani, tehnologia microelectronică a ridicat noi probleme și a stimulat dezvoltarea unor noi tehnici de asigurare a fiabilității, imprevizibile în etapa inițială de introducere a acestei tehnologii.

Cea mai importantă confirmare a previziunilor inițiale o constituie nivelele înalte de fiabilitate realizate la nivelul circuitelor integrate, concretizate prin rate de defectare de 10^{-8}—10^{-9} ore^{-1} pentru circuitele folosite în aplicații speciale. Este important însă să se remarce faptul că această creștere a fiabilității a fost însoțită de o modificare esențială a relației general-acceptate dintre fiabilitate și complexitate. În cazul circuitelor realizate cu componente discrete fiabilitatea scade rapid cu creșterea complexității, scăderea fiind atenuată prin introducerea elementelor redondante. Din contra, un circuit integrat de un grad de complexitate mediu are un nivel de fiabilitate comparabil cu nivelul de fiabilitate al unei singure componente realizate prin aceeași tehnologie. Acest fapt se explică destul de simplu prin aceea că un tranzistor individual este supus unor cerințe mai complexe, el trebuind să fie destul de versatil pentru a corespunde unei game relativ largi de aplicații. Același tranzistor inclus într-o structură integrată trebuie să se coreleze doar cu elementele din jur. Urmînd raționamentul din aproape în aproape rezultă calitativ concluzia constatată experimental.

Nivelele extrem de ridicate ale fiabilității au îngreunat mult atestarea lor prin metodologia statistică tradițională, pornind de la nivele de încredere sau riscuri impuse. Costul ridicat actual al încercărilor de fiabilitate a constituit un impuls pentru dezvoltarea metodelor statistice moderne, ale estimării bayesiene bazate pe probabilități subiective, metode care combină rațional orice informații disponibile privind fiabilitatea unui tip de dispozitiv cu rezultatele obținute prin experimentare. Concomitent, au luat amploare preocupările de a detecta cele mai sensibile moduri de defectare și de a realiza cele mai adecvate condiții de accelerare pentru încercările de fiabilitate.

Ca o consecință a noii relații dintre fiabilitate și complexitate, aplicarea redondanței pentru creșterea fiabilității unei structuri integrate a pierdut din interes. Metoda a rămas însă pe deplin valabilă la nivelul sistemelor formate din circuite integrate, iar realizarea practică a unor sisteme redondante a devenit posibilă prin scăderea rapidă a prețului circuitelor integrate.

Dacă fiabilitatea circuitelor integrate a atins nivele ridicate, nu același lucru se poate spune însă despre randamentul procesului tehnologic de fabricare a acestora. Se constată astfel o revenire spre problemele de

asigurare a conformității, care găsesc însă o solidă acoperire teoretică în metodologiile mai vechi de control statistic de calitate. Pe de altă parte, introducerea unor elemente redondante pe plachetă poate contribui la o creștere a randamentului, dacă amplasarea lor este bazată pe un studiu al repartiției defectelor pe suprafața plachetei. Această tendință este destul de nouă și poate constitui o reorientare în cadrul unor metode devenite aproape tradiționale.

Dar cea mai spectaculoasă schimbare în concepțiile teoriei fiabilității a fost adusă de dezvoltarea tehnologiei de integrare pe scară largă, respectiv a microprocesoarelor. Dacă structura unui sistem cu logică programată nu introduce noutăți în privința modului de analiză a fiabilității, programul pe baza căruia sistemul funcționează a impus o modificare esențială a punctului de vedere tradițional. Încercînd să se modeleze fiabilitatea laturii software a unui sistem cu ajutorul acelorași indicatori definiți pentru a descrie latura hardware, s-a constatat că unele din ipotezele esențiale își pierd valabilitatea. Astfel, s-a considerat inevitabil faptul că un sistem se degradează în timp, viteza de degradare fiind atenuată de măsurile de asigurare a fiabilității. Or, în ceea ce privește latura software, nu există degradare în timp, astfel încît dacă un program nu are erori la momentul inițial, el își păstrează intacte performanțele în timp, avînd o medie a timpului de funcționare infinită. S-ar părea, deci, că singura problemă importantă la nivel de software este asigurarea conformității, fiabilitatea în acest caz neavînd nici un sens.

Examinînd lucrurile mai îndeaproape, se constată că eliminarea erorilor unui program poate dura un timp nedefinit de lung, unele din aceste erori fiind puse în evidență doar de anumite configurații ale datelor de intrare.

În momentul implementării unui program, acesta este testat cu unele date de intrare, fără însă să se poată determina nici comportarea programului la orice configurație a acestor date, nici datele reale pe care programul le va prelucra în viitor. Această dublă sursă de incertitudine face ca modelele statistice generale să rămînă totuși valabile și în studiul fiabilității laturii software, cu o interpretare adecvată a noțiunii de defectare, așa cum rezultă din considerentele de mai sus. Astfel, timpul de funcționare pînă la defectare căruia i se asociază o distribuție de probabilitate este timpul scurs de la punerea în funcțiune a sistemului pînă la apariția primei combinații de date inițiale care conduce la o comportare necorespunzătoare a sistemului. În acest moment eroarea este înlăturată, rezultînd o îmbunătățire a programului. Ca urmare, modelul statistic adecvat ar putea fi o succesiune de exponențiale cu parametri stocastici descrescători. Fără a intra în amănunte, merită să se pună în evidență faptul că asemenea modele au fost dezvoltate în teoria fiabilității laturii hardware cu referire specială la sistemele produse în serie unică sau unicate. Astfel teoria se dovedește suficient de flexibilă pentru a face față unor probleme noi prin reinterpretarea unor concepte teoretice.

În finalul acestei retrospective se poate trage o concluzie prețioasă. Impactul dintre tehnologie și teorie — în cazul de față dintre tehnologia microelectronică și teoria fiabilității — constituie o provocare și o stimulare pentru rafinarea metodelor teoretice de investigație. Pe de altă parte teoria va ști să răspundă noilor solicitări numai în măsura în care

ea va conține, ca urmare a eforturilor de cercetare fundamentală, un corp de concepte și metodologii suficient de bogat și de flexibil pentru a oferi mobilitatea de adaptare cerută de dezvoltarea tehnologică.

Microelectronics Reliability Predictions and Confirmations

The paper presents the impact of the microelectronics technology on reliability theory and practice and confronts the predictions made twenty years ago with the actual achievements. It is shown that the main interest of IC quality assurance has drifted from the reliability aspects to the conformity ones. The apparition of programmable LSI structures modifies the traditional interpretations of the reliability indices and reveals the adequacy of some mathematical models, previously only of theoretical interest.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z. : 621.317:658.56

UN INDICATOR AL CAPACITĂȚII DE FUNCȚIONARE A APARATELOR ELECTRICE DE COMUTAȚIE

V. GH. PANAITE *

Se consideră capacitate de funcționare starea potențială a unui produs industrial de a-și îndeplini funcția impusă. În lucrare se definește un indicator statistic care redă capacitatea de funcționare în cazul aparatelor de comutație reflectînd în același timp și vîrsta produsului. Estimarea prin metode simple, a acestui indicator, lărgește aria de interpretare a datelor experimentale constituind astfel și o informare asupra calității produsului analizat.

Introducere

Calitatea este una din preocupările actuale de mare interes în toate fazele existenței unui produs industrial; în proiectare, fabricație și exploatare. Calitatea sub aspectul caracteristicilor tehnice, al reproductibilității, siguranței în funcționare și mentenanței, începe să fie stăpînită tot mai mult din etapa de elaborare. Proiectarea fiind etapa care hotărăște nivelul de calitate al unui proces (fabricația putînd cel mult să-l realizeze sau să-l coboare), acordă un interes permanent în creștere, metodologiilor moderne, capabile să descrie laturile calitative și evoluția acestora în timp. Teoriile moderne referitoare la fiabilitate mentenabilitate și disponibilitate sînt acceptate în măsura în care se sprijină direct pe datele experimentale sau de exploatare.

În majoritatea cazurilor, prelucrarea datelor experimentale se efectuează în ipoteza repartițiilor de probabilitate insuficient verificate și aceasta și din motive obiective. Folosirea unor metode neparametrice este de multe ori mai potrivită și rezultatele se obțin mai simplu.

În lucrarea de față se propune un indicator care poate fi determinat neparametric, a cărui valoare este dependentă de vîrsta produsului reflectînd astfel capacitatea de funcționare și care indicator a fost verificat pe cîteva eșantioane de aparate electrice de comutație de joasă tensiune.

2. Tipuri de defecte și legi de repartiție

Defectarea unui produs poate avea loc în orice etapă a vieții (de tinerețe, maturitate sau bătrînețe). În general estimarea acestor etape se poate efectua în două moduri: fie analizînd tipurile de defecte de către un

Manuscris primit la data de 9 iunie 1981.
* Conf. dr. ing., Catedra Măsuri și aparate electrice.

specialist în domeniul respectiv, fie stabilind legea de repartiţie a defectelor. Rezolvarea acestor probleme necesită uneori un timp îndelungat. Stabilirea însă a unui indicator statistic a cărui valoare să indice aceste etape simplifică mult lucrurile contribuind în industrie la găsirea corectă a căilor de creştere a calităţii produselor industriale.

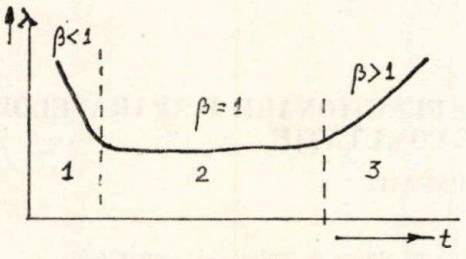


Fig. 1

Definind capacitatea de funcţionare ca o stare potenţială de funcţionare a unui produs, indicatorul acestuia va depinde de vîrsta (sau etapa din viaţă) avînd o valoare care se va micşora în timp.

Este cunoscut faptul [1] că legea de repartiţie a defectelor este diferită în cele trei etape şi caracteristica teoretică „cadă de baie" a ratei defectărilor (fig. 1), poate delimita aceste etape. Ridicarea experimentală a acestei caracteristici este greu de efectuat şi rezultatele sînt de multe ori discutabile.

Analiza defectărilor efectuată de către o persoană calificată în domeniul respectiv poate să stabilească însă în ce etapă se află produsul funcţie de tipul defectului (dacă este un defect ascuns, întîmplător sau de uzură).

Parametrii legilor de repartiţie, în ipoteza verificării acestora, pot de asemenea, forma un criteriu pentru estimarea acestor etape. Astfel, în cazul legii exponenţiale, rata defectărilor îşi menţine teoretic, în etapa maturităţii, valoarea constantă. Repartiţia normală este proprie defectelor de uzură care apar în etapa de bătrîneţe. Legea Weibull, a cărui densitate de probabilitate are expresia : $f(t)=\beta/\eta\left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta-1}\exp\left(-\frac{t}{\eta}\right)^{\beta}$, este singura care poate modela toate etapele vieţii, iar valorile parametrului β indică aceste etape. Se observă însă pentru produsele electromecanice că valorile parametrului β, situează etapa maturităţii în domeniul de la 1 la 3.

3. Utilizarea coeficientului de variaţie ca indicator al etapelor vîrstei

Coeficientul teoretic de variaţie este prin definiţie

$$CV \leqslant \frac{\sqrt{D[X]}}{M[X]} = \frac{\sigma}{\mu} \tag{1}$$

unde $D[X]$ este dispersia variabilei aleatoare X, $M[X]$ media teoretică (μ), şi σ abaterea standard.

Din analizele efectuate asupra valorilor coeficientului de variaţie s-a constatat că acestea depind în primul rînd de legea de repartiţie a variabilei considerate. Vom stabili expresia acestui coeficient în cazul legii Weibull, care are un grad de generalitate foarte mare şi care poate modela corect etapele vieţii reflectate prin parametrul β. Considerăm deci

relațiile generale ale variabilei t:

$$\mu = M[t] = \eta\Gamma\left(\frac{1}{\beta} + 1\right) \tag{2}$$

$$\sigma^2 = D[t] = \eta^2\left[\Gamma\left(\frac{2}{\beta} + 1\right) - \Gamma^2\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)\right] \tag{3}$$

Înlocuind (2) și (3) în (1) se obține:

$$CV = \frac{\sqrt{D[t]}}{M[t]} = \sqrt{\frac{\Gamma(2/\beta + 1)}{\Gamma^2(1/\beta + 1)} - 1} \tag{4}$$

sau

$$CV = \sqrt{2\beta\frac{\Gamma(2/\beta)}{\Gamma^2(1/\beta)} - 1} \tag{5}$$

unde Γ este funcția gama tabelată.

Se observă că valoarea coeficientului de variație depinde numai de parametrul β putînd astfel să indice, ca și acesta, etapele vîrstei.

În funcție de parametrul β, coeficientul de variație capătă valorile teoretice din tabelul 1.

Tabelul 1

β	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4
$\Gamma\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)$	2	1	0,9017	0,8862	0,8873	0,8934	0,9007	0,9014
$\Gamma\left(\frac{2}{\beta} + 1\right)$	24	2	1,1911	1	0,9314	0,9017	0,8905	0,8862
CV	2,236	1	0,6819	0,5227	0,4278	0,3601	0,3125	0,2804

Cu ajutorul coeficientului de variație etapele vieții produsului se pot identifica astfel: pentru $CV < 1$ — etapa tinereții pentru $CV = 0{,}4 - 1$ — etapa maturității și pentru $CV < 0{,}4$ — etapa bătrîneții. Coeficientul de variație estimat C_V se determină pe baza datelor eșantionare, neparametric, cu formula:

$$C_V = \frac{s}{\dot{t}} = \sqrt{\frac{\sum_1^n (t_i - \dot{t})^2}{(n-1)\dot{t}^2}} \tag{6}$$

Dispersia acestui indicator ridică anumite probleme analitice dar inegalitatea Cebîșev poate să conducă la estimarea unui interval de încredere. Astfel [2] pentru o valoare $\omega \geqslant 4{,}5\ Cv$ indică pentru coeficientul de variație CV intervalul de încredere de 95% definit de relația:

$$P\left\{\left|\frac{|t - M[t]|}{M[t]}\right| \leqslant \omega\right\} \geqslant 0{,}95 \tag{7}$$

4. Verificări experimentale

Se recomandă cînd este posibil, ca încercările de fiabilitate să se facă cu eșantion epuizat [3]. Încercările prezentate (cu eșantion epuizat) s-au efectuat în patru cazuri diferite cu rezultatele menționate:

— cazul a — eșantion de 15 contactoare tip 1;

$$\bar{t} = \text{MTBF} = \frac{\sum_1^n t_i}{n} = 545.666 \text{ conectări},$$

$$s = \sqrt{\frac{\sum_1^n \frac{(t_i - \bar{t})^2}{n-1}}{n-1}} = 184.060 \text{ conectări},$$

$$C_V = 0{,}3373,$$

— cazul b: eșantion de 19 contactoare tip 2;

$$\bar{t} = 198.743 \text{ conect}; \quad s = 105.542 \text{ și } C_V = 0{,}532,$$

— cazul c: eșantion de 10 contactoare tip 3;

$$\bar{t} = 368.784 \text{ conectări}; \quad s = 370.026 \text{ conect.}; \quad C_V = 1{,}033$$

— cazul d: eșantion de 15 întreruptoare automate de joasă tensiune tip 1;

$$\bar{t} = 20.257 \text{ cicluri}, \ s = 6062 \text{ cicl. și } C_V = 0{,}299$$

Pentru cazurile a și b datele experimentale prelucrate și parametric cu ajutorul graficului Weibull (fig. 2) au condus respectiv la următoarele valori ale parametrilor legii de repartiție:

$$\gamma_1 = 0; \ \beta_1 = 4{,}2; \ \eta_1 = 5{,}4.10^5; \ \gamma_2 = 0; \ \beta_2 = 1{,}8; \ \eta_2 = 2{,}01.10^5.$$

Se observă că valoarea coeficientului estimat C_V de la cazul „a" arată aceeași etapă de bătrînețe ca și parametrul β_1; ambele fiind justificate și prin analiza defectelor care s-au constatat a fi datorate uzurii.

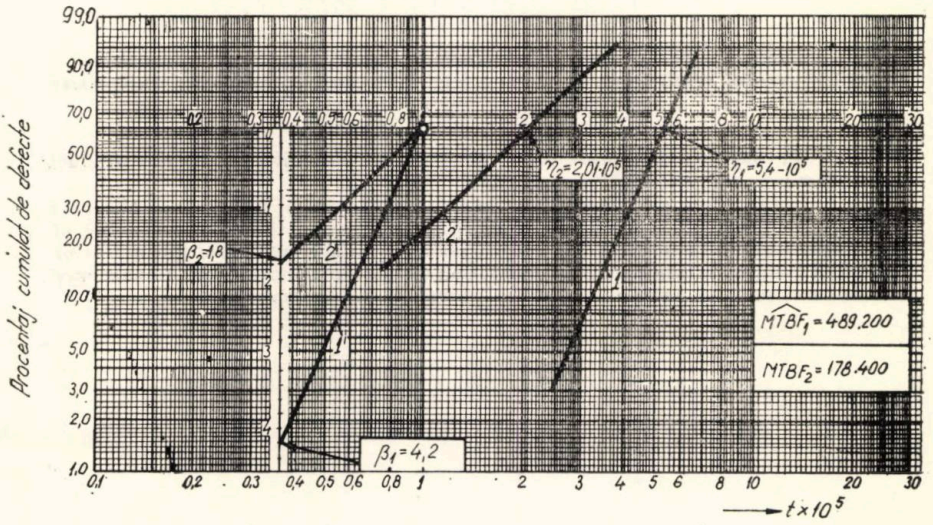


Fig. 2

Aceeași corespondență și pentru cazul *b* și parametrul β_2 cu tipurile de defecte constatate.

În cazul c, coeficientul de variație pune în evidență existența defectelor precoce (ascunse) fapt constatat în urma analizei defectelor : eșantionul respectiv fiind al unui produs nou pus în fabricație.

În cazul d, coeficientul de variație scoate în evidență o uzură a unui component, deoarece s-a constatat că MTBF-ul rezultat este mai mic decît cel impus, putînd astfel ca C_V să dea o informație și asupra existenței unui component suprasolicitat — informație care nu poate fi obținută prin alte mijloace.

5. Concluzii

Utilizarea coeficientului de variație sporește posibilitatea de interpretare a metodelor, neparametrice. Funcție de valorile determinate pentru C_v, capacitatea de funcționare poate fi considerată astfel : pentru $e > 1$capacitatea maximă (produsul este nou); pentru $p,4 < C_v < 1$ capacitate normală de funcționare și pentru $\omega \leqslant 0,4$ capacitate redusă de funcționare (produsul poate fi înlocuit).

Se constată că utilizînd acest mod de analiză a comportării unui produs se pot identifica și defectele sistematice ale componentelor contribuind astfel la îmbunătățirea calității produsului respectiv.

BIBLIOGRAFIE

1. *Bazovski, I.*, Fiabilité — Ed. Dunod — Paris 1968.
2. *Iliescu, V. D., Vodă Gh. V.*, Statistică şi toleranţe. Ed. tehnică Bucureşti 1977.
3. *Panaite V.*, Statistică tehnică şi fiabilitate curs litog. I.P.B. — 1978.

An Indicator of Work Capacity of the Electrical Apparatus for the Switching-Over

On considers the work capacity the potential state of an industrial product in order to realize the work requested.

In this work one explains the function of statistical indicator in the case of the switching-over apparatus reflecting at the same time the longevity of the product as to its working. The estimation by the simple method of this indicator widens the area in any line of interpretation of the experienced items, in this way also constituing an information of the quality of the analysed product.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

c.z. : 62—5:621.382:658.56

CONTRIBUȚII PRIVIND STUDIUL FIABILITĂȚII SISTEMELOR OPTOELECTRONICE DE TRANSMISIE DE DATE

D. F. LĂZĂROIU *

Lucrarea ia în considerație o structură standard de sistem optic de transmitere de date și discută diferitele mecanisme de defectare care se produc.

Diferite modele de fiabilitate sînt studiate, cu sublinierea acelora care prezintă o pondere importantă pentru durata de viață a sistemului.

Sînt prezentate formulele de calcul necesare pentru determinarea indicatorilor de fiabilitate a sistemului optic considerat.

Structura sistemelor optoelectronice pentru transmisie de date, în instalațiile de automatizare, prezintă o structură complexă, alcătuită din: fotodiode, LED-uri, fibre optice, optocuploare și alte elemente, ca în fig. 1, unde se reproduce schema bloc a unui sistem Hewlett-Packard [1]. Studiul fiabilității implică luarea în considerare a diferitelor mecanisme de defectare, care determină calculul exact al indicatorilor de fiabilitate. Astfel, se ține seama de: subsistemul electromecanic, modelul fiabilității căruia este stochastic; subsistemul informațional, a cărui fiabilitate este calculată conform modelului informațional; subsistemul optic (suportul transmisiei, cu caracter necritic), care prezintă fenomenul de degradare (derivă de parametru), ca și în cazul diodelor PIN și LED-urilor.

Schema logică de fiabilitate a sistemului de transmisie de date este prezentată în fig. 2, în care elementele necritice sînt reprezentate sub cele

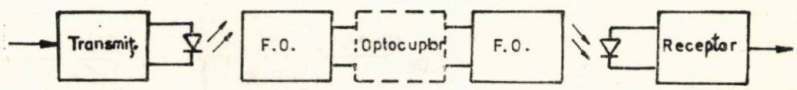


Fig. 1. Schema bloc a sistemului optoelectronic de transmisie de date.

a căror fiabilitate o influențează, punîndu-se în evidență cele 3 părți ale sistemului: emițătorul, suportul transmisiei și receptorul. Se vor lua în considerație pe rînd modelele de fiabilitate.

a) *Fiabilitatea datorită degradării* (derivei de parametru). În cazul diodei LED, procesul aleatoriu de degradare corespunde expresiei exponențiale a fiabilității: $R(t)=\exp(-\lambda \cdot t)$, în care $\lambda \cong 0{,}1.10^{-6}h^{-1}$. Degradarea decurge uniform, fiind completă după circa 10 000 ore; în același

Manuscris primit la data de 1 septembrie 1981.
* Prof. dr. ing. Catedra Automatică.

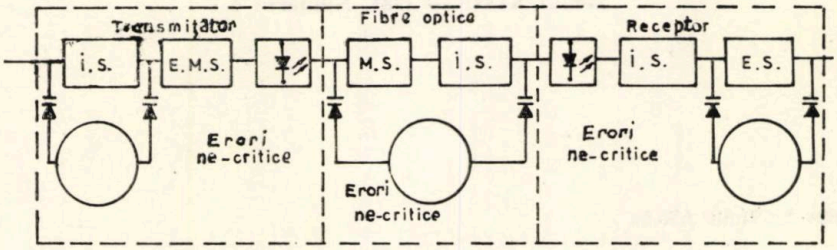


Fig. 2. Modelul logic al fiabilităţii sistemului.

interval de timp, se defectează în medie 0,1% din aceste diode, ceea ce este neglijabil în comparaţie cu consecinţele degradării. O situaţie similară se regăseşte în cazul fotodiodelor PIN şi al fibrelor optice, care intervin în structura convertorilor electro-optici şi opto-electronici, ca şi în cea a canalului de transmisie de date(unde se deteriorează raportul semnal-zgomot). Modelul fiabilităţii, în aceste cazuri, este semi-aleatoriu de forma $W = A + b \cdot t$, unde A este valoarea iniţială aleatoare a variabilei a, iar b este panta degradării în timp. Dacă L este limita de funcţionare, atunci $m_t = (L - m_a)/b$ şi $\sigma_t = \sigma_a/b$, în care m este media şi σ^2 dispersia distribuţiei timpilor de bună funcţionare. Panta b se deduce din date experimentale, furnizate de producător.

Astfel, pentru diode LED, valoarea iniţială a raportului $P_{opt}/P_{electr} = a$; de fapt, ceea ce se măsoară sînt fluxul luminos la ieşire şi curentul prin diodă. Variaţia eficienţei emisiei $\eta(I_F, t)$ este prezentată în fig. 3, valorile m_a şi σ_a fiind date de fabricant. Variaţia pantei variabilei a se determină prin transformarea conformă a funcţiei $\eta(I_F, t)|_{IF} = \text{const.} \xrightarrow{R} D(t)$ (fig. 4), unde degradarea componentei $D(t) = 20 \log[\eta(I_F, t_0)/\eta(I_F, t)]$, iar parametrul de transformare R indicînd criteriul de defectare respectiv valoarea minimă admisă pentru $\eta(I_F, t)$ [1].

Pentru diode PIN, mărimea a are aceeaşi semnificaţie. Valoarea măsurată a parametrului $RØ(I_c, t)$ este indicată în fig. 5 [1], iar panta de variaţie rezultă, de asemenea, din fig. 4.

Pentru fibre optice, se ia în consideraţie valoarea iniţială a pierderilor de flux luminos $LØ$, panta de variaţie fiind dată în aceeaşi fig. 4. Dacă

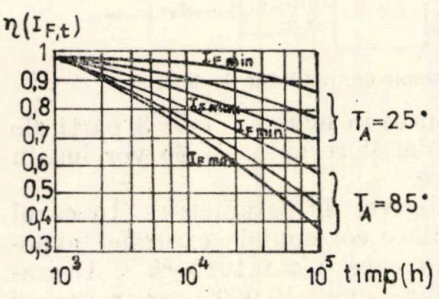


Fig. 3. Eficienţa relativă (intensitatea luminoasă pe unitate de curent) faţă de curentul de vîrf al LED-ului

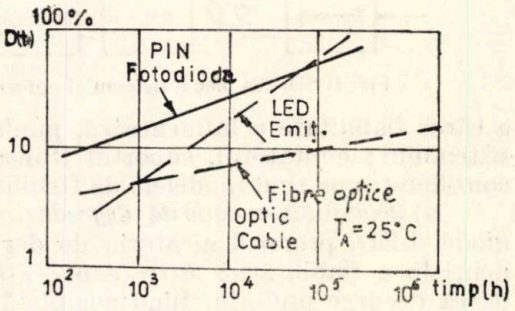


Fig. 4. Deriva tipică în timp a parametrului a.

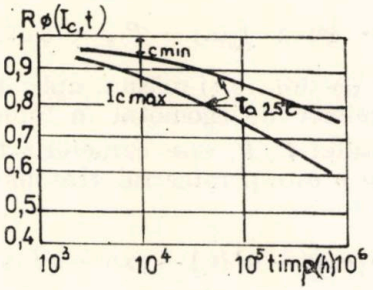


Fig. 5. Răspunsul tip al fotodiodei în timp

valoarea inițială este distribuită normal, atunci:

$$F(t) = \frac{b}{\sigma_a\sqrt{2\pi}}\int_0^t \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{b\xi + m_a - L}{\sigma_a}\right)^2 \mathrm{d}\xi,\right.$$

unde L este limita degradării în proporție de 100%.

b) *Fiabilitatea datorită defecțiunilor aleatorii.* În această categorie intră situațiile referitoare la modulele electronice pentru transmisia de date și elementele mecanice care nu prezintă fenomene de uzură. În acest caz, $R(t) = \exp(-\Sigma\lambda_j \cdot t)$.

c) *Fiabilitatea subsistemului informațional.* Potrivit conceptului de subsistem informațional, defecțiunea se manifestă prin depășirea unei limite a probabilității de eroare, condiționată de buna funcționare. Aceasta ține seama de cantitatea de informație și de calitatea ei. Cea dintîi este condiționată de funcționarea corectă a elementelor componente, a doua depinde de comportarea în timp a raportului semnal/zgomot.

Variația probabilității de eroare poate fi caracterizată prin capacitate de teleprocesare a canalului $c = \max I(x, y)$, unde I este transinformația și $x.y$ alfabetul de intrare și ieșire [2]. Entropia specifică $H(x/y)$ este definită ca valoarea medie de incertitudine a cîmpului simbolurilor de intrare, cîmpul de ieșire fiind cunoscut și deci:

$$H(y/x) = -\sum_{i\in I_x}\sum_{j\in I_y} p(x_i, y_j)\log p(y_j/x_i),$$

unde $p(x_i)$ este probabilitatea de stabilire a simbolului x_i.

Rata defectării λ a subsistemului informațional poate fi considerată constantă, cel puțin pe porțiuni, adică $\lambda(t_2 - t_1) = [P(t_1 \leqslant T \leqslant t_2)/$ $/P(T \geqslant t_1) = \text{const.}$, pentru intervalul (t_1, t_2). Aceasta înseamnă că valoarea procesului aleator $W = P_s/P_z = A + B \cdot t$ se produce la momentul intermediar $t \in (t_1, t_2)$, astfel încît la t_1 valoarea W este inferioară limitei L, definită ca (P_s/P_z) max. admis și la t_2 superioară acestei limite, deci $P(t_1 \leqslant T \leqslant t_2) = P(A + B \cdot t_1 \leqslant L \leqslant A + B \cdot t_2)$ și $P(T \geqslant t_1) = P(A +$ $+ B \cdot t_1 \leqslant L)$.

Definind distribuția probabilității vectorului aleatoriu (A, B) ca $f_{AB}(a, b)$, cînd A și B sînt variabile aleatorii independente și considerînd $a = P_s/P_z$, $b = \mathrm{d}a/\mathrm{d}t$, q fiind un parametru al distribuției, atunci:

$$\lambda = \frac{1}{t_2 - t_1}\,\frac{\displaystyle\int_0^L f_A(a)\,\mathrm{d}a \int_0^{(L-a)/t_1} (L - a)/t_2 \cdot f_B(b)\ \mathrm{d}b}{\displaystyle\int_0^L f_A(a)\ \mathrm{d}a \int_0^{(L-a)t_1} f_B(b)\ \mathrm{d}b}.$$

Distribuţia valorilor iniţiale este: $f_A(a) = P_{S0}^{-1} - q \exp\left[-q\frac{P_S}{P_{S0}}\right]$, unde P_{S0} este puterea semnalului de testare şi măsură aplicat la intrare; valoarea P_2 este determinată exclusiv de zgomotul în fotodioda PIN.

Panta b de variaţie a raportului P_s/P_z este caracterizată de distribuţia $f_B(b) = P_{z0}p \exp(-pb)$, unde p este parametrul transmisiei. Făcînd calculele, se obţine:

$$\lambda(t_2 - t_1) = \frac{\begin{array}{c} qr_2/(qt_2-p)\cdot[\exp(-pL(t_2) - \exp(-qL)] - \\ -qt_1/(qt_1-p)[\exp(-pL|t_1) - \exp(-qL)] \end{array}}{1 - \exp(-qL) - qt_1/(qt_1-p)\cdot[\exp(pL/t_1) - \exp(-qL)]}.$$

Concluzii

Dispunînd de datele specifice elementelor utilizate, calculele dau deplină satisfacţie. Astfel, analizînd un sistem optoelectronic al firmei „Nippon Electric Co" [3], s-a stabilit schema bloc a acestuia, cu condiţia din fig. 6, rezultă:

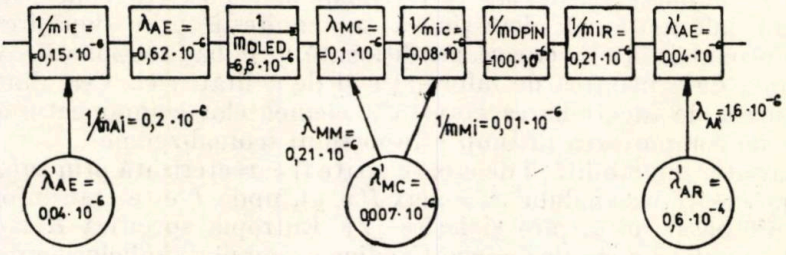


Fig. 6. Studiu de caz.

— pentru un canal de 1 bit, $1/m_t = 1/m_E + 1/m_{can} + 1/m_R = (0{,}222 + 0{,}082 + 1{,}38)10^{-6}h^{-1} = 1{,}684.10^{-6}\text{h}^{-1}$ şi deci $m_t = \text{MTBF} = 370.000$ h;

— pentru un canal de 8 biţi, MTBF = 46.000 h;

— pentru un canal de 16 biţi, MTBF = 23.000 h.

BIBLIOGRAFIE

[1] * * * Optoelectronics designer's handbook. Hewlett-Packard, 1980.

[2] *Spătaru, Al.*, Teoria transmisiunii informaţiei, semnale şi perturbaţii. Ed. Tehnică, Bucureşti, 1965.

[3] *YOshiky, H., Toshio, Y.*, High speed PEM for fiber-optic transmission systems. Nippon Electric Co Ltd., 1978.

Considerations about the Reliability of Optoelectronical Systems for Data Transfer

The paper considers a standard structure of an optical system for data transfer and discusses the different mechanisms of failures which occur.

Various reliability models are taken into consideration, undelining those that are the most important for the system life. The necessary formulae are given for the calculus of the reliability parameters for the considered optical system.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.3

SISTEM DE CALCUL ASOCIATIV PENTRU PRELUCRAREA IMAGINILOR

A. PETRESCU *

Se prezintă structura unui sistem de calcul asociativ bazat pe microcalculatorul FELIX M—18, destinat prelucrării imaginilor colectate cu ajutorul unei camere de luat vederi TEHNOTON și discretizate într-o matrice cu 256 × 256 puncte, cu 16 nuanțe de gri pe punct.

Introducere

Extinderea gamei de aplicații ale microsistemului FELIX M-18, în domeniul achiziției și prelucrării de imagini, a fost posibilă datorită proiectării și realizării unei interfețe pentru cuplarea la magistrala sistemului a unei camere de luat vederi și a unui monitor TEHNOTON. Rezultatele experimentale au arătat că viteza de prelucrare asigurată de către microsistem, în unele cazuri, este relativ redusă, ceea ce a impus căutarea unor noi soluții care au condus la proiectarea și realizarea unui procesor asociativ cuplat la magistrala microcalculatorului FELIX M-18. [1].

1. Structura sistemului

Sistemul constă din microcalculatorul FELIX M-18(118), interfața video cuplată la magistrala internă a sistemului, care asigură legătura cu camera de luat vederi și cu monitorul precum și din procesorul asociativ conectat la magistrala externă a microcalculatorului.

Interfața video conține, pe lîngă circuitele de acces la magistrala microcalculatorului, de cuplare la cameră și la monitor, o memorie cu capacitatea de 32 kocteți, capabilă să memoreze 65536 puncte organizate într-o matrice cu 256 linii și 256 coloane. Reprezentarea fiecărui punct se asigură prin 16 nuanțe de gri, ceea ce necesită 4 biți, astfel încît pe un octet sînt

Manuscris primit la data de 30 iulie 1981.

* Profesor dr. ing. Catedra de Calculatoare.

grupate cîte 2 puncte. Memoria respectivă servește atît la înmagazinarea imaginii colectate de cameră și digitizate, cît și ca memorie de reîmprospătare, pentru monitor.

Procesorul asociativ este organizat sub forma unui modul slave și conține o unitate de memorie structurată sub forma a 4 supercuvinte de cîte 256 octeți. Această memorie face parte integrantă din memoria microcalculatorului, acesta din urmă avînd acces normal la ea, la nivel de octet. Modulul conține o unitate de comandă microprogramată, care primește nstrucțiuni de la microcalculatorul FELIX M-18. Instrucțiunile sînt nterpretate prin microprogram.

Software-ul elaborat pentru acest sistem, în vederea prelucrării imaginilor, conține atît programe care nu fac uz de procesorul asociativ fiind mai lente, cît și programe care utilizează acest procesor și care sînt executate cu viteză mai mare.

În continuare se vor prezenta procesorul asociativ, interfața video și pachetul de programe.

2. Procesorul asociativ

Procesorul asociativ este de tip paralel, bazat pe o memorie asociativă și prevăzut cu posibilitatea scrierii multiple [2]. El constă dintr-o unitate de comandă și prelucrare locală, precum și din memorie asociativă. În mare procesorul asociativ poate fi considerat un cuadruplu $(MA, R, \mathscr{C}, \mathscr{P})$ în care:

$MA = (MA[1], MA[2], \ldots, MA[n])$ constitue un tablou de memorie cu n cuvinte, simbolul MA fiind folosit atît pentru reprezentarea tabloului, cît și a conținutului său. Se notează cu $\mathscr{W}$ mulțimea tuturor conținuturilor posibile ale unui cuvînt de memorie $MA[i]$, iar cu $\mathscr{MA} = \{(\mathscr{MA}[1], \ldots, \mathscr{MA}[n]) | \mathscr{MA}[i] \in \mathscr{W}, 1 \leqslant i \leqslant n\}$ mulțimea tuturor conținuturilor posibile ale tabloului de memorie.

Memoria este prevăzută cu un registru de răspuns $R = (R[1], R[2], \ldots, R[n])$ constituit din n biți, simbolul R fiind folosit fie pentru reprezentarea registrului, fie pentru reprezentarea conținutului său. Mulțimea tuturor conținuturilor posibile ale registrului R se definește ca:

$$\mathscr{R} = \{(R[1], R[2], \ldots, R[n] | R[i] \in \{0, 1\}, 1 \leqslant i \leqslant n\}.$$

$\mathscr{C}$ este mulțimea funcțiilor de căutare posibile:

$$\mathscr{C} = \{C_1, C_2, \ldots, C_k\}$$

$$C_i : \mathscr{MA} \times \mathscr{R} \to \mathscr{R}, 1 \leqslant i \leqslant k,$$

unde C_i are următoarea corespondență:

$$c_i : \mathcal{W} \to \{0, 1\},$$

și

$$(r_1, r_2, \ldots, r_n) \to C_i((\mathcal{MA}[1], \ldots \mathcal{MA}[n]), (\mathcal{R}[1], \ldots \mathcal{R}[n])),$$

$$1 \leqslant i \leqslant k.$$

în care:

$$r_j = \begin{cases} 1 \to c_i MA[j]) = 1 \text{ și } R[j] = 1 \\ 0 \text{ în celelalte cazuri.} \end{cases}$$

Funcția C_j face ca $C_j(MA, R)$ să înlocuiască vechiul conținut al registrului R:

$$(R[1], R[2], \ldots, R[n]) \leftarrow (r_1, r_2, \ldots, r_n)$$

$\mathcal{P}$ este mulțimea funcțiilor de prelucrare:

$$\mathcal{P} = \{P_1, P_2, \ldots, P_L\}$$

$$P_i : \mathcal{MA} \times \mathcal{R} \to \mathcal{MA}, \quad 1 \leqslant i \leqslant L$$

în care P_i are următoarea funcție corespondență:

$$p_i : \mathcal{W} \to \mathcal{W}$$

și

$$(ma_1, \ldots, ma_n) \to P_i((\mathcal{MA}[1], \ldots \mathcal{MA}[n]), (\mathcal{R}[1], \ldots, \mathcal{R}[n])),$$

$$1 \leqslant i \leqslant L$$

unde:

$$ma_j = \begin{cases} P_j(\mathcal{MA}[j] \text{ dacă } \mathcal{R}[j] = 1, \\ \mathcal{MA}[j] \text{ în caz contrar.} \end{cases}$$

Funcția de prelucrare P_i face ca noul conținut al tabloului de memorie să fie $P_j(MA, R)$:

$$(MA[1], MA[2], \ldots, MA[n]) \to (ma_1, ma_2, \ldots, ma_n)$$

Operațiile cu caracter asociativ se pot efectua direct sub controlul unității centrale a microcalculatorului FELIX M-18 sau indirect, sub controlul unității de comandă locale a modulului asociativ. În prima categorie intră operațiile de interogare și scriere multiplă.

Operațiile de interogare compară conținutul registrului comparand cu conținutul cîmpurilor din REM. Comparațiile se bazează pe relațiile: $=, \neq, >, \geqslant, <, \leqslant,$. Rezultatele comparațiilor pe fiecare supercuvînt afectează conținutul bistabilului corespunzător din registrul R. Inițial, aceste bistabile sînt poziționate în unu. Cîmpul supercuvintelor al căror conținut satisface relația dată în raport cu comparandul lasă nemodificate bistabilele registrului R, în caz contrar bistabilele sînt poziționate în zero. Analiza conținutului biților din registrul R arată supercuvîntul sau supercuvintele care au conținut o informație, aflată într-un cîmp dat (i) în relația dată cu conținutul registrului R.

Operațiile de scriere multiplă se referă la scrierea în paralel în mai multe cuvinte simultan, folosind o singură instrucțiune. Operațiile de scriere multiplă se pot efectua în toate cîmpurile i ale supercuvintelor ai căror bistabili asociați în R au conținutul egal cu unu sau conținutul egal cu zero.

Cea de-a doua categorie de operații, care se efectuează sub controlul unității de comandă locale, necesită mai mult timp ceea ce face ca unitatea centrală a microcalculatorului să intre în starea WAIT, pînă la primirea semnalului de confirmare XACK a terminării operației. Aceste operații se efectuează în paralel la nivel de supercuvinte, pe un cîmp de 8 biți. Poziția cîmpului în cadrul supercuvîntului va fi specificată în instrucțiunea generală de către unitatea centrală a microcalculatorului pe un cuvînt de 8 biți (256 cîmpuri).

Operațiile incluse în această categorie sînt de: interogare (pentru relațiile de $=$ și $\neq$), scriere multiplă, adunare/scădere cîmpuri (cîmpul i din fiecare cuvînt se adună sau se scade cu cîmpul j din fiecare supercuvînt, rezultatul plasîndu-se în cîmpul i), complementare cîmp, adunare/scădere cu o constantă din registrul comparandului, găsire a valorii maxime/minime în zona dată de urmărire, determinare a adresei primului supercuvînt pentru care se obține $R[j] = 1$ la o interogare.

3. Interfața video

Interfața video asigură, în primul rînd, achiziția de date de la camera de luat vederi, transformînd informația analogică în informație numerică sub forma unor cuvinte de 4 biți, cu ajutorul unui convertor analog numeric rapid. Cuvintele de 4 biți rezultate din digitizarea imaginii sînt înscrise într-o memorie video de 32 K octeți și asamblate cîte două pe octet. Adresele de înscriere în memorie sînt dererminate de poziția punctului explorat în zona de imagine. Circuitele, cu care este prevăzută interfața

video, permit citirea informației din memoria video, de către microcalculator, pentru înregistrarea ei pe un suport magnetic și pentru prelucrări ulterioare. Imaginea prelucrată de către microcalculator este înscrisă în memoria video al cărei conținut este folosit pentru reîmprospătarea imaginii unui monitor TV. În acest scop cuvintele, citite periodic din memoria video, sînt convertite în semnal analogic care este mixat cu semnalele de blancare și sincronizare. Sincronizarea camerei de luat vederi este asigurată tot prin intermediul interfeței video.

În varianta realizată achiziția punctelor imaginii situate pe aceeași linie se efectuează în200 ns. Durata intervalului de prelucrare a unui cuvînt, rezultată din conversia și înscrierea lui în memoria video este de 800 ns, ceea ce face ca la o explorare să fie citite punctele imaginii din patru în patru. Introducerea tuturor punctelor necesită 4 cadre TV, adică 160 m, perioadă care condiționează dinamica imaginii achiziționabile de sistem

4. Software

Software-ul care nu face uz de procesorul asociativ este relativ dezvoltat și este constituit din două module: de sistem și aplicații.

Modulul de sistem permite dialogul utilizatorului cu sistemul, prin intermediul consolei, în vederea realizării de fișiere pe disc magnetic și restaurării fișierelor de pe disc (înscrierea în memoria video).

Modulul de aplicații conține programul care asigură:

— eliminarea zgomotelor prin mediere,
— mărirea contrastului,
— descrierea imaginii,
— trasarea de histograme,
— micșorarea contrastului,
— afișarea imaginii la impirmantă,
— rotirea imaginii cu 90° sau 45°.

Pentru verificarea funcționării corecte a sistemului au fost elaborate programe de test: înscrierea în memoria video a unei nuanțe de gri sau a 16 nuanțe de gri, a unei diagonale, a unei perechi de puncte, construirea unor forme geometrice prin program, etc.

Programele sînt scrise în PL/M și în limbaj de asamblare.

Programele pentru procesorul asociativ sînt în curs de elaborare. A fost scris un program pentru evidențierea punctelor unei imagini care formează un contur continuu.

Concluzii

În varianta realizată sistemul se dovedește util pentru realizarea unor echipamente complexe de cercetare cu aplicații în medicină, proiectare asistată de calculator, teledetecție, etc.

BIBLIOGRAFIE

[1] *A. Petrescu*, An Associative Slave Module for FELIX M—18 Microcomputer. 4 Int. Conf. on Control Systems and Computer Science. Bucharest 1981.
[2] *C. C. Foster*, Content Addressable Parallel Processors. Von Nostrand Reinhold Company 1976.
[3] *S. Lamb*, An add-in recognition memory for S—100 bus microcomputers. Computer Design 1978. Vol. 17, nr. 8, 9, 10.

An Associative Computing System for Image Processing

The paper describes an associative processor connected to FELIX M—18 microcomputer, intended for image processing. The image is collected by a TV camera and digitized into a matrix of 256 × 256 points with 16 gray levels. After processing the image is displayed on a TV monitor.

A specialized software package for image processing has been developed.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 681.306

ASUPRA VERIFICĂRII CORECTITUDINII RELAȚIEI DE SINCRONIZARE „PRODUCĂTOR-CONSUMATOR" ÎN PROGRAMELE PARALELE

CR. ZERVOS *

Articolul prezintă metode de verificare a principalelor aspecte de corectitudine relevante pentru structurile de sincronizare de tip „producător—consumator": excluderea mutuală a proceselor producător și consumator, evitarea blocajului, sincronizarea proceselor producător și consumator în raport cu starea zonei tampon (complet ocupată, goală).

1. Formularea problemei

O structură tipică de sincronizare „producător-consumator" cu dimensiunea zonei tampon limitată poate fi exprimată într-un limbaj de programare paralel ipotetic după cum urmează:

```
begin
  semaphores nl, no, w;
  initial
    nl := N; „numărul de intrări libere în zona tampon"
    no := 0; „numărul de intrări ocupate în zona tampon"
    w := 1; „semafor pentru excluderea mutuală"
  parbegin
    producător : begin
                 repetă1 : „produce"
                           P(nl);
                           P(w);
                           „inserează în zona tampon"
                           V(w);
                           V(no);
                           goto repetă1;
                 end;
    consumator : begin
                 repetă 2 : P(no);
                            P(w);
                           „extrage din zona tampon''
                           V(w);
                           V(nl);
                           „consumă"
                           goto repetă2;
                 end;
  parend;
end;
```

Manuscris primit la data 23 septembrie 1981.
Șef lucrări dr. ing. Catedra Calculatoare.

Aspectele de corectitudine pe care dorim să le verificăm în legătură cu programul paralel specificat mai sus precum și demonstrațiile de corectitudine corespunzătoare le vom exprima în raport cu două metareprezentări ale programului paralel (figura 1 și 2) în termenii unui model

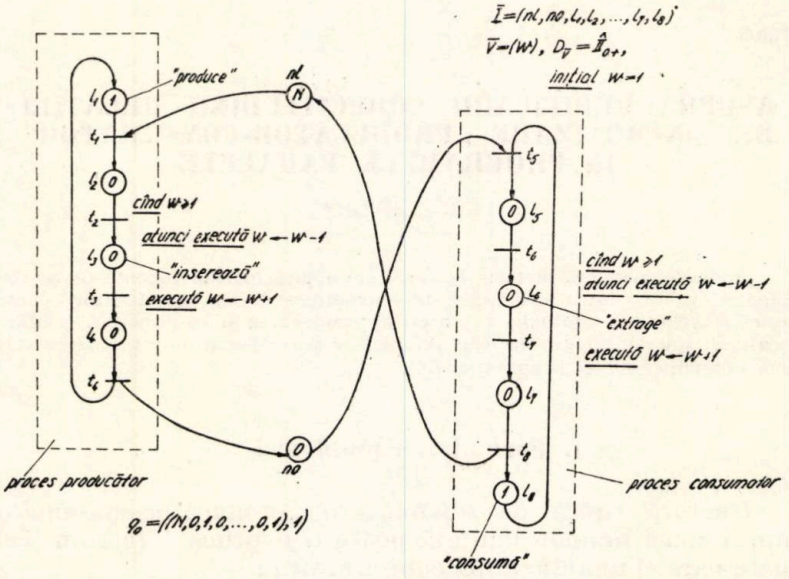


Fig. 1 Schemă program paralel utilizînd variabile locații pentru reprezentarea semafoarelor nl și no.

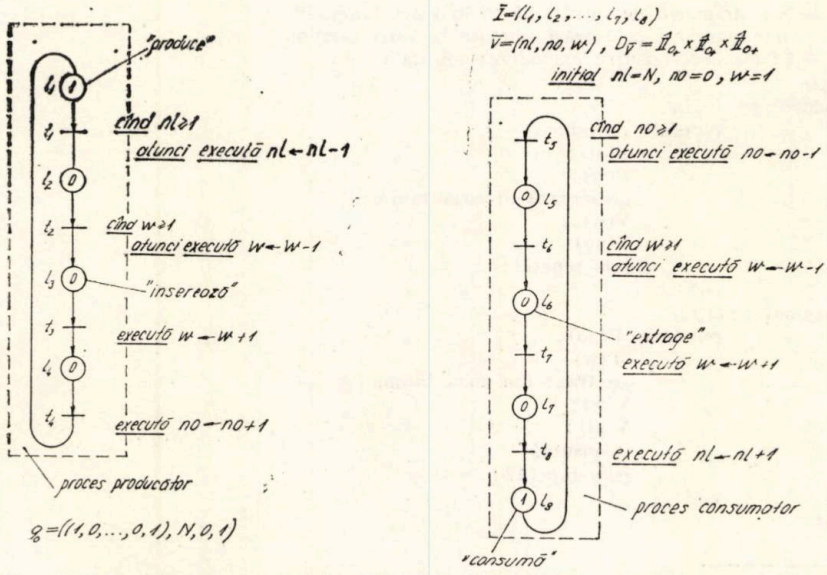


Fig. 2 Schemă program paralel utilizînd variabile program pentru reprezentarea semafoarelor nl și no.

larg răspîndit pentru programe paralele, denumit schema program paralel [1, 2]. Notațiile pertinente schemelor program paralel utilizate în articolul de față sînt compatibile cu cele prezentate în [2].

Astfel, pentru schemele program paralel din figura 1 și 2 vrem să arătăm că:

1) procesele producător și consumator se exclud mutual, cu alte cuvinte, în orice stare $q = (\bar{M}, \bar{X}) \in Q$, accesibilă din starea inițială q_0 dată, avem

$$M(l_3) + M(l_6) \leqslant 1; \tag{1}$$

2) sistemul nu se poate bloca, adică,

$$viabilă_{l_i},\ i = 1, \ldots, 8, \tag{2}$$

este o aserțiune q_0-invariantă;

3) procesul producător nu poate „insera" în zona tampon complet ocupată, iar procesul consumator nu poate „extrage" din zona tampon goală, altfel spus, pentru orice secvență posibilă de execuții din q_0, σ, avem

$$0 \leqslant \#(\sigma, t_1) - (\sigma, t_5) \leqslant N. \tag{3}$$

2. Soluții

Pentru a verifica primul aspect de corectitudine considerat alegem predicatul

$$M(l_3) + M(l_6) \leqslant 1 \wedge \sum_{i=1}^{4} M(l_i) = 1$$

$$\wedge \sum_{i=5}^{8} M(l_i) = 1 \wedge (w = 0 \Leftrightarrow M(l_3) = 1 \vee M(l_6) = 1) \wedge w \leqslant 1. \tag{4}$$

Aplicînd tehnicile prezentate în /1/, /2/ se poate arăta atît pentru schema program paralel din figura 1 cît și pentru cea din figura 2 că (4) este o aserțiune q_0-inductivă și deci q_0-invariantă. Implicit, predicatul (1) este q_0-invariant. Pentru a verifica cel de al doilea aspect de corectitudine considerat alegem funcția $\nu(q)$ dată prin

$$\nu(q) = \sum_{i=2}^{7} M(l_i) + M(no)$$

pentru schema program paralel din figura 1 și prin

$$\nu(q) = \sum_{i=2}^{7} M(l_i) + no$$

pentru schema program paralel din figura 2, cu $q \in A(q_0)$. Aplicînd tehnicile prezentate în [1, 2] (şi utilizînd faptul că predicatul (4) este q_0-invariant) se poate arăta că $\nu(q)$ este o normă cu stare zero q_0, şi deci q_0 este o stare de acordare. Deoarece, pentru ambele scheme program paralel utilizate, $q_0 \overset{\sigma}{\underset{*}{\rightarrow}} q_0$ cu $\sigma = t_1 t_2 t_3 t_4 t_5 t_6 t_7 t_8$, condiţia (2) este o aserţiune q_0-invariantă.

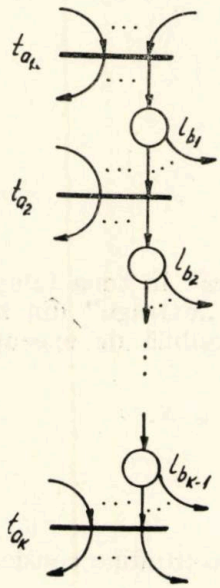


Fig. 3 Cale într-o reţea Petri RP.

Demonstrarea celui de al treilea aspect de corectitudine considerat este mai dificilă. În cazul schemei program paralel din figura 1 putem aplica o metodă de demonstrare prezentată în /3/. Astfel, în /3/ se arată că dacă o reţea Petri RP = (L, TR, I, E) conţine o „cale" de forma prezentată în figura 3 unde t_{a_i}, l_{b_i} sînt tranziţii şi respectiv locaţii distincte, $1 \leqslant i \leqslant k$, şi $E(t, l_{b_i}) = 0$, $i = 1, \ldots, k-1$, $t \neq t_{a_i}$, atunci pentru orice secvenţă posibilă de execuţii din marcajul iniţial M_0, σ, este valabilă relaţia

$$\#(\sigma, t_{a_k}) \leqslant \#(\sigma, t_{a_1}) + \sum_{i=1}^{k-1} M_0(l_{b_i}). \tag{5}$$

În mod evident, această relaţie rămîne adevărată şi în cazul schemelor program paralel, în condiţiile specificate şi luînd $q_0 = (\bar{M}_0, \bar{X}_0)$. Aplicînd relaţia (5) schemei program paralel din figura 1 obţinem

$$\#(\sigma, t_1) \leqslant \#(\sigma, t_5) + N,$$

$$\#(\sigma, t_5) \leqslant \#(\sigma, t_1),$$

unde σ este o secvență posibilă de execuții, oarecare, din starea inițială q_0 dată. Așadar, pentru orice secvență posibilă de execuții din q_0, σ, condiția (3) este adevărată.

Metoda de demonstrare bazată pe relația (5) nu poate fi aplicată direct schemei program paralel din figura 2. Din acest motiv, modificăm schema program paralel din figura 2 după cum urmează. Astfel, cu tranziția t_1 asociem expresia

$$e_{t_1} : \textit{cînd } nl \geqslant 1 \textit{ atunci execută } \mathrm{nl} \leftarrow nl - 1,\ a \leftarrow a + 1 \tag{6}$$

iar cu tranziția t_5 asociem expresia

$$e_{t_5} : \textit{cînd } no \geqslant 1 \textit{ atunci execută } no \leftarrow no - 1,\ b \leftarrow b + 1 \tag{7}$$

unde inițial $a = b = 0$. Variabilele program a și b contorizează numărul de execuții ale tranziției t_1 și respectiv t_5, cu alte cuvinte, pentru orice secvență posibilă de execuții din starea inițială q_0 dată, σ, avem

$$\begin{aligned} \#(\sigma, t_1) &= a, \\ \#(\sigma, t_5) &= b. \end{aligned} \tag{8}$$

În mod evident, introducerea variabilelor program a și b nu afectează aspectele de corectitudine 1) și 2).

Considerăm acum predicatul

$$no + \sum_{i=2}^{4} (M(l_i) = a - b = N - nl - \sum_{i=5}^{7} M(l_i). \tag{9}$$

Aplicînd tehnicile prezentate în /1/, /2/ (și utilizînd faptul că predicatul (4) este q_0-invariant) se poate arăta că (9) este un predicat q_0-inductiv și deci q_0-invariant. Implicit, aserțiunea

$$0 \leqslant a - b \leqslant N \tag{10}$$

este q_0-invariantă. Înlocuind în (10) relațiile (8) rezultă imediat că condiția (3) este adevărată și în cazul schemei program paralel din figura 2.

3. Concluzii

În vederea demonstrării aspectelor de corectitudine relevante pentru programul paralel din secțiunea 1 am utilizat formalismul schemei program paralel și tehnicile de demonstrare introduse în /1/ și reluate în /2/. De remarcat că în /1/ problema verificării corectitudinii relației de sincronizare de tip „producător-consumator" nu a fost considerată. La prima vedere, s-ar părea că tehnicile de demonstrare prezentate în /1/ sînt adecvate pentru a verifica aserțiuni asupra spațiului stărilor unei scheme program

paralel dar sînt mai greu de aplicat în cazul aserțiunilor asupra setului de secvențe posibile de execuții din starea inițială a unei scheme program paralel, cum ar fi condiția (3) de mai sus, de exemplu. Așa cum s-a arătat în articolul de față, această dificultate poate fi eliminată completînd tehnicile de demonstrare considerate cu relații cu caracter „structural", de tipul relației (5), de exemplu, sau cu modificări ajutătoare asupra schemei program paralel analizate care nu afectează însă mecanismul de sincronizare, cum ar fi expresiile (6), (7), de exemplu.

BIBLIOGRAFIE

/1/ *Keller R. M.*, "Formal Verification of Parallel Programs", Communications of the ACM, Vol. 19, No. 7, July 1976.

/2/ *Zervos C.*, „Verificarea corectitudinii programelor", cap. 2, Centrul de multiplicare IPB, 1981.

/3/ *Agerwala T., Flynn M.*, "Comments on Capabilities, Limitations and Correctness of Petri Nets", Proc. of the First Annual Symp. on Computer Architecture, Univ. of Florida, December 1973.

On the Correctness Verification of the „Producer-Consumer" Synchronization Structures in Parallel Programs

The paper presents verification methods for the principal correctness aspects concerning the "producer-consumer" synchronization structures : mutual exclusion of the producer and consumer processes, deadlock avoidance, synchronization of the producer and consumer processes with respect to the state of the shared buffer (full, empty).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 621.311.25
621.039

MODELAREA MATEMATICĂ A REGIMURILOR TERMICE TRANZITORII ÎN ECHIPAMENTELE CENTRALELOR NUCLEARE ELECTRICE

C. DINCULESCU, N. DĂNILĂ, I. PRISECARU, N. STAN *

Lucrarea prezintă o metodă de modelare matematică a regimurilor tranzitorii ale echipamentelor centralelor electrice nucleare, utilizînd ecuațiile de conservare cu parametri discretizați. Metoda propusă permite modelarea unitară a tuturor echipamentelor cu schimb de căldură din CNE. Pe baza metodei s-a realizat un pachet de programe pe calculator, pentru simularea regimurilor tranzitorii operaționale și accidentale pentru componentele și ansamblul centralei nucleare. Se prezintă rezultatele obținute de autori în modelarea regimurilor tranzitorii într-un reactor nuclear și un schimbător de căldură.

În centralele electrice în general și în special în centralele nucleare electrice (CNE), este necesar să se cunoască comportarea dinamică a instalațiilor componente în aceeași măsură în care sînt cunoscute caracteristicile statice. Această cunoaștere este necesară pentru proiectarea sistemului de control, pentru alegerea materialelor corespunzătoare și pentru asigurarea unei exploatări corecte.

Procesele termice tranzitorii ale instalațiilor din CNE sînt procese cu distribuție spațio temporară, bazate pe legile de conservare a masei, energiei și impulsului. Pentru obținerea unor modele matematice rezolvabile s-au introdus o serie de ipoteze simplificatoare: proprietățile fizice ale agenților termici nu variază radial și sînt egale cu valorile medii pe porțiunea axială considerată; schimbul de căldură are loc numai în direcție radială. Prin aplicarea acestor ipoteze modelele matematice devin unidimensionale, avînd la bază ecuațiile:

$$\frac{\partial \rho}{\partial \tau} = -\frac{\partial(\rho w)}{\partial x}; \tag{1}$$

$$\rho \frac{\partial i}{\partial \tau} - \frac{\partial p}{\partial \tau} = \frac{q_l}{A} - (\rho w)\frac{\partial i}{\partial x} + q_v. \tag{2}$$

Manuscris primit la data de 3 iulie 1981.

* Prof. emerit; Prof. dr. ing.; Șef lucrări ing.; Șef lucrări ing., Catedra Centrale electrice.

În cele ce urmează sînt descrise modelele matematice și rezultatele obținute prin aplicarea metodei la reactoare nucleare și la schimbătoare de căldură.

Regimuri termice tranzitorii în reactoare nucleare

Ecuațiile diferențiale ordinare ce descriu comportarea reactorului nuclear în regimuri tranzitorii se obțin făcînd bilanțul energetic în punctele considerate ale sistemului.

Temperaturile tranzitorii care sînt variabilele în model termic se obțin prin integrarea sistemului de ecuații de conservare a energiei:

— regiune de agent de răcire cu transfer de căldură către sau de la solid:

$$(\rho V c_p)_f \frac{\mathrm{d}t_{fe}}{\mathrm{d}\tau} = G c_p (t_{fi} - t_{fe}) + (kA)(t_c - \bar{t}_f); \tag{3}$$

unde:

$$\bar{t}_f = \frac{t_{fi} + t_{fe}}{2}.$$

— regiune de solid cu generare internă de căldură și transfer de căldură către agentul de răcire:

$$(\rho V c_p)_c \frac{\mathrm{d}t_c}{\mathrm{d}\tau} = q_v V_c - (kA)(t_c - t_f). \tag{4}$$

Modelul a fost aplicat la studierea regimurilor termice tranzitorii într-un reactor FBR.

Zona activă a reactorului a fost divizată în șapte zone radiale în funcție de nivelul de putere produs. Fiecare zonă radială a fost divizată în cinci zone axiale.

Regiunile solide sînt simulate numai pentru combustibil, materialul tecii nu a fost simulat ca nod separat, temperatura tecii fiind determinată cu ajutorul ecuației prompte. Au rezultat 70 de ecuații de tipul (3) și (4) rezolvate simultan cu ajutorul metodei expuse anterior.

În afara temperaturilor nominale în agentul de răcire, teacă și combustibil au mai fost calculate temperaturile probabile ce țin seama de neuniformitățile ce apar în reactorul nuclear cu probabilitate 1 și temperaturile maxime care apar — în care se iau în considerare și neuniformitățile statistice.

Pentru un regim tranzitoriu de ridicare a puterii cu 25% rezultatele calculelor sînt prezentate în figura 1.

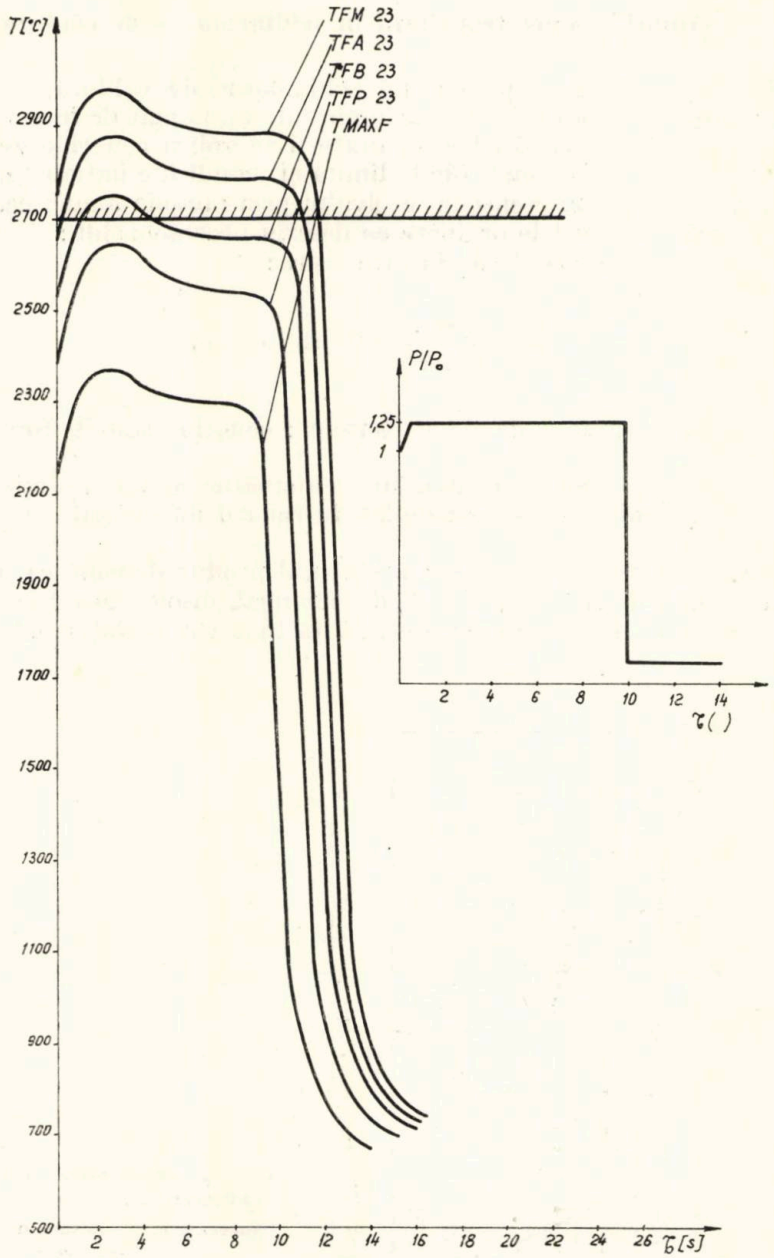


Fig. 1 — Variaţia temperaturilor la creşterea puterii în reactorul nuclear cu 25 %

TMAXF — temperatura în centrul elementului combustibil
TFP 23 — temperatura probabilă în centrul elementului combustibil
TFB 23 — temperatura maximă în combustibil „nivel de confidenţă" 1σ
TFA 23 — temperatura maximă în combustibil „nivel de confidenţă" 2σ
TFM 23 — temperatura maximă în combustibil „nivel de confidenţă" 3σ

Regimuri termice tranzitorii în schimbătoare de căldură

Modelul matematic pentru un schimbător de căldură, constă în esență în împărțirea suprafeței de schimb, într-un număr de intervale egale pe direcție axială; tronsoanelor rezultate li se aplică ecuațiile de conservare, care împreună cu condițiile la limită și condițiile inițiale, alcătuiesc un sistem de ecuații diferențiale rezolvabil prin metode numerice.

Ecuațiile diferențiale ordinare ce descriu procesele sînt:

— pentru colectoarele de intrare-ieșire:

$$(\rho V c_p)_f \frac{dt_{fe}}{d\tau} = G c_p (t_{fi} - t_{fe}); \qquad (5)$$

— pentru regiunea de agenți termici: ecuațiile sînt de forma ecuației (3).

S-a aplicat modelul pentru un schimbător apă-apă divizat axial în opt zone. A rezultat un sistem de 20 de ecuații diferențiale cu derivate ordinare.

Pentru un regim tranzitoriu accidental produs de căderea debitului de agent primar de la 100% la 10% din nominal, însoțit de scăderea temperaturii acestuia la intrare, se prezintă în figura 2 evoluția principalilor parametri.

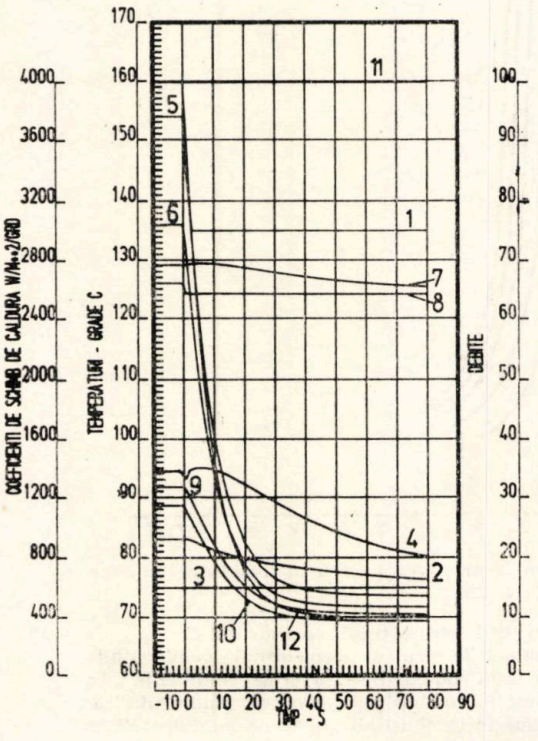


Fig. 2 Comportarea schimbătorului contracurent în regimuri tranzitorii

temperaturi: 1 — intrare primar; 2 — ieșire primar; 3 — intrare secundar; 4 — ieșire secundar;

Coef. conv.: 5 — tronson 1 primar; 6 — tronson N primar; 7 — tronson 1 secundar; 8 — tronson N secundar;

Coef. global: 9 — intrare; 10 — ieșire;

Debite: 11 — primar; 12 — secundar.

Concluzii

Metoda utilizată permite modelarea unitară a tuturor echipamentelor cu schimb de căldură din CNE și poate fi utilizată la studiul regimurilor tranzitorii operaționale sau accidentale pentru componente sau ansamblul centralei nucleare.

Pe baza metodei a fost realizat un pachet de programe de calculator. Aceste programe pot intra ca o componentă majoră în software-ul pentru un simulator de CNE.

Notații folosite

i — entalpie ;
p — presiune ;
t_c — temperatura combustibilului ;
t_{fe} — temperatura fluidului la ieșirea din zona axială considerată ;
t_{fi} — temperatura fluidului la intrarea în zona axială considerată ;
k — coeficient global de schimb de căldură ;
A — suprafața de schimb de căldură ;
G — debitul de agent de răcire ;
w — viteză ;
$c_p V\rho$ — capacitatea termică a masei de control ;
q_l — flux termic liniar ;
q_v — densitatea volumetrică de putere ;
ρ — densitate ;
τ — timpul ;
x — variabilă spațială ;
V_c — volumul de combustibil.

BIBLIOGRAFIE

1. *Dănilă N.*, Centrale nucleare electrice. București, Editura Academiei RSR, 1973.
2. *Dănilă N., Prisecaru I., Stan N.*, Analiza regimurilor staționare și tranzitorii din circuitul primar și secundar al unei CNE PHWR 600. Contract IPB—IRNE, 1978.
3. *Dănilă N. ș.a.* Centrale nucleare electrice. Probleme. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1980.

Transients Modelling in Nuclear Power Plant Equipment

This paper presents a numerical simulation for thermohydraulic transients in nuclear power plant equipment. It is based on solving a system of equations made of the conservation and the energy equations.

The working equation system is applied to the FBR and heat exchanger transients. Results obtained so far agree very well with experimental and published data in this field. Due to its generality this lump parameter model can be also used for safety analysis.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ“
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 624:681.3.001.13

PROIECTAREA ASISTATĂ DE CALCULATOR ÎN REALIZAREA CLĂDIRILOR DE LOCUIT CU ELEMENTE TIPIZATE

I. GH. CARABOGDAN, C. BRĂTIANU *

Proiectarea asistată de calculator (CAD) reprezintă un domeniu nou și foarte interesant al cercetării aplicative. Scopul lui este de a dezvolta metodologii noi de proiectare bazate pe analiza pe calculator și pe rezultate grafice prezentate pe terminalele specializate ale acestuia.

Obiectivul prezentei lucrări este de a prezenta succint un sistem interactiv de proiectare asistată de calculator, dezvoltat și testat cu succes pentru sisteme arhitectonice (clădiri de locuit) cu elemente tipizate.

Rezultatele obținute pînă acum demonstrează capacitatea și utilitatea acestui sistem interactiv.

1. Introducere

Proiectarea asistată de calculator se impune tot mai mult în ingineria modernă prin posibilitățile ei multiple de analiză și optimizare. Soluția optimă apare ca rezultat al unui proces de analiză comparată a unui număr mare de variante, care se obțin prin combinarea logică a gradelor de libertate și a restricțiilor specifice fiecărei probleme cercetate.

Materialul de față prezintă elementele de bază ale unui astfel de proces, cu aplicații la proiectarea interactivă a clădirilor de locuit realizate din elemente tipizate. Cercetările au fost realizate prin contractul nr. 432 din 1979/1980 cu IPCT București.

2. Structura sistemului de proiectare și baza de date

Sistemul de proiectare interactiv este astfel conceput încît să poată acomoda rezolvarea unui număr mare de probleme din clasa construcțiilor cu elemente tipizate. Din punct de vedere hardware, structura sistemului se prezintă astfel:

a) un minicalculator PDP 11/34 sau INDEPENDENT 100 cu o unitate centrală, o consolă ASCII, o unitate de bandă și două unități de discuri;

b) digitizor de tip ARISTOGRID CD400 în alcătuirea căruia intră o planșetă de digitizare, un display grafic, un display alfanumeric, o

Manuscris primit la data de 3 iulie 1981.

* Prof. dr. ing.; Șef lucrări dr. ing., Catedra Centrale electrice.

interfață cu calculatorul și cu dispozitivul de desen și o unitate hard copy;

c) plotter de tip ARISTOMAT 205 G.

Cele trei unități menționate mai sus sînt legate on-line. Structura informațională a sistemului implică prelucrarea unui volum mare de date. În scopul optimizării procesului de prelucrare, datele se grupează pe colecții, iar colecțiile pe baze de date.

O colecție este o mulțime de elemente definite printr-un set de proprietăți comune. Colecția are o structură fixă, dar conținut variabil. Datorită acestei caracteristici, devine posibilă modificarea conținutului ei fără consecințe asupra programelor care prelucrează datele.

Baza de date a sistemului este alcătuită din următoarele categorii de colecții: elemente tipizate, celule, apartamente, secțiuni și tronsoane. Elementele colecțiilor sînt definite prin următoarele categorii de proprietăți: generale, arhitecturale, de rezistență, instalații, termotehnică și economice.

Pentru exemplificare, să considerăm structura colecțiilor pentru celule și apartamente, definită pe subsetul de proprietăți de arhitectură. Colecția de celule se definește pentru următoarele proprietăți: indicele celulei, codul de recunoaștere al celulei, aria locuibilă, codul funcțiilor celulei, codul compatibilității cu apartamentele, codul funcțiunilor pereților celulei, poziția zonelor de acces pe pereții celulei și datele grafice ale celulei memorate prin digitizare.

Similar, colecția de apartamente se definește prin următoarele proprietăți: indicele apartamentului, codul de recunoaștere al apartamentului, ria utilă maximă, aria locuibilă maximă și codul funcțiilor apartamentului.

3. Analiză și rezultate

Pentru determinarea soluțiilor posibile și apoi a soluției optime, se alcătuiește o colecție de configurații elementare definite pe o rețea rectangulară cu ochiuri pătrate. Colecția de configurații se definește prin următoarele proprietăți: indicele configurației, matricea topologică, matricea de poziționare și matricea funcțiunilor laturilor configurației.

Analiza de variante se bazează pe generarea unor procese combinatorice caracteristice și pe dezvoltarea unor algoritmi de rezolvare a lor. Pentru exemplul de mai sus urmărim:

a) obținerea combinărilor elementelor unei mulțimi, independent de numărul mulțimii și numărul elementelor combinării;

b) obținerea permutărilor elementelor unei mulțimi, independent de numărul elementelor mulțimii;

c) obținerea combinării a m mulțimi, avînd același număr n de elemente, independent de numărul mulțimilor.

Soluțiile sînt definite pe mulțimea celulelor existente în colecție, deci sînt dependente de calitatea acestora. În schimb, programele sînt astfel concepute încît pot fi utilizate pentru orice colecție de celule. Selectarea tuturor soluțiilor posibile de compunere a unui apartament din celule existente în colecție se desfășoară în trei etape:

1) se selectează celulele compatibile cu tipul de apartament considerat;

2) se alcătuiesc toate combinările posibile între celulele compatibile;
3) se verifică respectarea următoarelor restricţii:
(a) suma funcţiunilor celulelor componente corespunde listei funcţiunilor apartamentelor

(b) $$\sum_{i=1}^{n} AU_i \leqslant AUM + T$$

(c) $$\sum_{i=1}^{n} AL_i \geqslant ALM$$

unde s-a notat cu AU_i, AL_i — aria utilă şi respectiv locuibilă a celulei i, AUM, ALM — aria utilă şi respectiv locuibilă maximă a apartamentului n — numărul celulelor apartamentului, iar T este o constantă funcţie de indicele tipului de apartament (ITA), de forma:

$$T = S + 0{,}5(ITA - 1)$$

Pentru determinarea tuturor variantelor admisibile de alcătuire a fiecărui tip de apartament din celule existente în colecţie s-a realizat programul COMPOZ.

Pentru determinarea mulţimii soluţiilor de apartamente, se foloseşte metoda „branch and bound" constînd din: elaborarea unor procedee de enumerare exhaustivă a elementelor mulţimii, divizarea mulţimii soluţiilor în submulţimi caracterizate printr-un subset de proprietăţi comune, organizarea submulţimilor într-o structură ierarhică arborescentă exprimată printr-un graf secvenţial cu mai multe nivele şi eliminarea globală a submulţimilor alcătuite din soluţiile care nu satisfac condiţiile impuse.

Pentru determinarea tuturor variantelor de geometrie a apartamentelor la fiecare soluţie determinată de programul COMPOZ pentru baza de date existentă, s-a realizat programul PARTIU.

Rezultatele acestei analize comparative se dau sub formă grafică la nivel de celulă, apartament şi secţiune. În figura 1 se prezintă un exemplu de secţiune asamblată şi optimizată pe calculator, pe baza analizei comparative descrise mai sus.

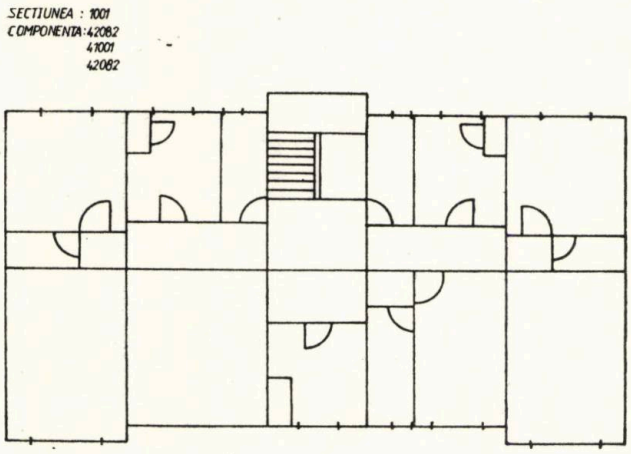


Fig. 1

4. Concluzii

Proiectarea asistată de calculator deschide noi posibilităţi de analiză şi optimizare interactivă a soluţiilor inginereşti. Rezultatele bune obţinute pînă acum în cadrul muncii de cercetare de la catedra de Centrale electrice şi energetică industrială demonstrează viabilitatea şi potenţialul acestor metode moderne de proiectare.

Computer Aided Design for Architectural Systems with Typified Elements

Computer Aided Design(CAD) represents a new and challenging field of applied research. Its purpose is to develop new methodologies based on computer analysis and graphics for solving engineering problems.

The purpose of this paper is to present an interactive CAD system developed and tested successfully for architectural systems with typified elements. This design system proves to be more powerful and more economical than any other traditional design system.

Results obtained so far demonstrate the good capability and the large utility of this CAD system.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

C.Z.: 32

CREATIVITATEA SOCIAL-POLITICĂ — PRINCIPALĂ MODALITATE DE DEPĂȘIRE A DOGMATISMULUI

I. ȘERBĂNESCU, Ș. LANESCU *

După o succintă definire a dogmei studiul caută să răspundă într-o primă parte la întrebarea Cum se ajunge la dogmă?, răspunsurile constituind definiri ale *situațiilor dogmatogene*. O primă resursă a dogmatismului o constituie dialectica progresului epistemologic în domeniul specific al ideologiei (resursa epistemologică). Această primă cauză trebuie însă corelată cu determinațiile sociale (resursa socială) avînd în vedere locul și rolul ideologiei în conducerea politică a societății. Constituie astfel o situație dogmatogenă atitudinea în ultimă instanță negativă a grupului social hegemon care elaborează ideologia și care nu vrea și/sau nu poate să o reformuleze în sensul adecvării ei la realitatea socială. Totodată, o situație socială dogmatogenă poate fi și rezultatul unei atitudini politico-ideologice suficient de pasive a grupurilor și categoriilor sociale conduse.

În partea a doua studiul schițează modalități principiale de contracarare a dogmatismului, acestea fiind: o viziune realist-științifică a locului și rolului ideologiei în viața socială, existența unei suprastructuri politice democratice care să promoveze dialogul ideologic la scara întregii societăți și rezultînd astfel posibilitatea dezvoltării novatoare a marxismului la condițiile concrete ale lumii actuale.

"Trebuie să înțelegem că nu este suficient să repetăm unele teze elaborate cîndva. Trebuie să ținem seama că în orice știință, cu atît mai mult în științele sociale, economice, este necesar să ținem pasul cu schimbările care au loc pe plan național și pe plan internațional."

Nicolae Ceaușescu

Motivația și sensul analizei referitoare la dogmatism se bazează pe ipoteza că spiritul și atitudinea dogmatică nu constituie o boală a vreunei copilării și care odată depășită de o societate, aceasta se poate considera imună, ci este o potențialitate care neluată în seamă se actualizează și devine acută prin mecanisme de reacție în lanț. Totodată, necesitatea teoretică și socială a unor astfel de analize ni se pare evidentă ținînd cont că în Raportul prezentat la Congresul al XII-lea al Partidului Comunist Român, tovarășul Nicolae Ceaușescu aprecia că: „Lipsuri serioase

Manuscris primit la data de 9 iulie 1981.
* Prof. dr.; Lector, Catedra Socialism științific.

se manifestă, de asemenea, în domeniul ştiinţelor sociale, în aprofundarea gîndirii social-politice originale a partidului nostru".

★

Ce este dogma. Considerăm că o ideologie şi/sau componente ale sale ajung să aibă un caracter dogmatic atunci cînd: 1) deşi nu corespund realităţii sociale sînt considerate ca valabile; şi *totodată* 2) în raport cu alte formulări teoretice sau opinii, puncte de vedere, etc. manifestă o atitudine de totală intoleranţă. Caracterizarea dogmei doar prin binecunoscuta formulă „crede şi nu cerceta", cum se face adesea, nu ni se pare nici suficientă şi nici întru totul adecvată, dat fiind că întotdeauna orice construcţie teoretică conţine un minim de, şi măcar o aparenţă de demonstraţie logică, chiar şi în cazul revelaţiei religioase.

Este uşor sesizabil că nu numai discursul ideologic poate ajunge în stadiu de dogmă, fenomenul putînd fi găsit în orice cîmp axiologic de la ştiinţele exacte pînă la estetic şi etic, dar în cazul gîndirii social-politice situaţia prezintă note particulare şi merită un interes special cel puţin din trei motive: 1) inadecvarea la realitate poate avea consecinţe severe şi de lungă durată asupra întregului sistem social (dintre mai multe s-ar putea alege exemplul dogmei „desfiinţării legii valorii în socialism", sau al dogmei „existenţei celor două pieţi mondiale"); 2) comparativ cu alte cadre de referinţă, fenomenul social permite mai lesne o multitudine de variante de interpretare şi sancţionare a lor ca adevărate prin adecvare la realitate şi valoare pragmatică este mai dificilă decît în cazul altor demersuri teoretice; şi 3) nicăieri în alt domeniu al cunoaşterii intoleranţa faţă de nou nu a mers pînă la reprimarea corporală (Inchiziţia a făcut ceea ce a făcut cu oamenii de ştiinţă din motive extra-ştiinţifice).

Cauzele dogmatismului. Întrebarea care se pune este *Cum (de) se ajunge la dogmă?*, răspunsurile constituind definiri ale *situaţiilor dogmatogene.*

1. O primă resursă a dogmatismului o constituie însăşi dialectica progresului epistemologic, lupta dintre nou şi vechi în procesul cunoaşterii, aceasta în corelaţie cu funcţionalitatea pe care o are teoria social-politică de a conferi şi asigura integritatea şi stabilitatea sistemului social global. Valabilitatea într-un interval suficient de îndelungat a unei teorii prin verificare la un număr suficient de mare de situaţii noi, constituie o situaţie dogmatogenă prin aceea că se creează iluzia perenităţii şi atotputerniciei teoriei, corelată fiind adversitatea faţă de alte teorii, cu acelaşi cadru de referinţă, considerate ca riscante sau de-a dreptul periculoase. Situaţia este posibilă deoarece inadecvarea, perimarea teoriei-ajunsă-dogmă nu se produce spontan şi integral — chiar în ştiinţele naturii unde adesea experimentul material poate constitui un argument indiscutabil şi tot au existat perioade dogmatice de tranziţie uneori destul de lungi. S-ar putea numi această situaţie *resursa epistemologică* a dogmatismului. Un caz special îl constituie domeniul pedagogic în interiorul căruia date fiind necesităţile educaţionale (nu şi singurele însă) teoria-ajunsă-dogmă rezistă cel mai mult apărînd astfel o *resursă pedagogică* a dogmatismului cu efect retro, alimentînd resursa epistemologică ş.a.m.d.

La cele avansate se impune apoi luarea în considerare a unui anume specific al ideologiei care o diferenţiază de alte „sectoare" ale conştiinţei. Cel mai adesea o ideologie conţine, mai mult sau mai puţin explicit, şi un

proiect al unei viitoare societăţi, superioară din anumite puncte de vedere celei prezente. Cu excepţia religiei, pertinenţa proiectului este susţinută prin argumente teoretice, raţional-ştiinţifice, dar care într-o măsură mai mare sau mai mică, presupun şi încrederea afectivă în idealul respectiv. Atîta timp cît reflexia teoretică se pronunţă şi asupra unui viitor, care în mod necesar are un coeficient de incertitudine, ea trebuie să sconteze întru acceptarea ei de către cei cărora se adresează şi pe credinţă, desigur nu în accepţia religioasă, ci fondată raţional. Această caracteristică intrinsecă a ideologiei se bazează pe nevoia şi aspiraţia profund umană de stăpînire a viitorului, care îi şi conferă valoare de forţă motrice a progresului social. Cînd însă proiectul propus se susţine cu argumente de-plasate preponderent, pînă la exclusiv, în zona afectivă el devine utopic şi prin aceasta dogmatogen, influenţînd negativ întregul sistem ideologic în care este inclus.

Resursa epistemologică nu epuizează însă nici pe departe răspunsul la întrebarea pusă, mai mult încă, numai, şi abia prin luarea în considerare a determinaţiilor sociale poate fi explicat cum procesul epistemologic conţine potenţial situaţii dogmatogene.

2. *Resursa socială* a dogmatismluui se evidenţiază avînd în vedere că reflectarea teoretică a fenomenului social are în ultimă instanţă întotdeauna un caracter praxiologic, iar atît timp cît societatea este parcelată în grupuri sociale cu interese diferite, inclusiv antagonice, *caracterul partinic* al teoriei este inevitabil, pretenţia neutralităţii în ştiinţele sociale fiind utopică şi/sau diversionistă. Dar suportul teoretic general al organizării şi conducerii unei societăţi îl constituie *ideologia* a cărei funcţie fundamentală este inclusă în conceptul de *hegemonie* ca stadiu de maturitate şi echilibru al raportului de forţe politice presupunînd „nu numai unicitatea scopurilor economice şi politice, dar de asemenea, unitatea intelectuală şi morală". (Gramsci A., Oeuvres choisies., Edit. Sociales, Paris, 1959, p. 241). Aşadar, ideologia, o ideologie, pe toată perioada cît un grup social îşi exercită hegemonia asupra unei societăţi în ansamblul său, realizează consensul (un minim de consens) între toţi membrii societăţii şi respectarea (un minim de respectare) normelor şi modelelor ce decurg din ea, tocmai astfel constituind un mijloc şi o condiţie a conducerii politice. Alături de consens grupul social (clasa) care îşi asumă conducerea politică se impune însă şi coercitiv prin diferite mijloace mai mult sau mai puţin violente legitimizîndu-le în numele interesului general aşa cum este el teoretizat de ideologie.

Mai mult decît sumară schiţa cu privire la rolul ideologiei pe care am avansat-o considerăm că poate explicita resursa socială a dogmatismului.

2.1. Astfel, poate constitui o situaţie dogmatogenă atitudinea în ultimă instanţă negativă a grupului social hegemon. Cei care elaborează ideologia nu vor şi/sau nu pot să o reformuleze în sensul adecvării ei la realitatea socială. *Nu vor* pentru că reformularea ar fi contrară intereselor pe care tocmai trebuie să le apere. Depăşirea de tip dogmatic a divorţului dintre teorie şi realitate are atunci în principiu două variante. Una violentă, impunerea ideologiei-ajunsă-dogmă prin mijloace represive, aşa cum a fost cazul momentelor dictatoriale în istorie. A doua variantă, căutînd evitarea dintr-un motiv sau altul a violenţei şi constînd într-o

reformulare diversionistă, adică, simplu exprimat, păstrîndu-se conţinutul dar schimbîndu-se forma. În fapt se ajunge la o combinaţie variabilă a celor două. *Nu pot* fie pentru că realitatea socială se refuză descifrării teoretice, gradul de maturizare şi evidenţiere a tendinţelor şi elementelor noi nepermiţînd încă sesizarea şi interpretarea lor, fie pentru că disponibilităţile teoretice pe care le posedă grupul hegemon sînt insuficiente.

2.2. Schimbînd unghiul de perspectivă, o situaţie socială dogmatogenă poate fi şi rezultatul unei atitudini politico-ideologice suficient de pasive a grupurilor şi categoriilor sociale conduse, explicaţia constînd în faptul că interesele lor nu sînt afectate negativ suficient de puternic de caracterul dogmatic al ideologiei dominante şi atunci nu există motivaţia atacului dogmei, sau, grupurile respective nu au capacitatea de a replica.

Antidogmatismul ca o caracteristică de fond a unei gîndiri social-politice progresiste, revoluţionare, aşa cum este marxismul, presupune în primul rînd o justă evaluare a rolului pe care ideologia îl poate juca într-un moment sau altul în procesul atît de complex al conducerii şi organizării societăţii. Aşa cum a fost succint definită, ideologia este o componentă şi un mijloc de primă importanţă a conducerii politice fără a avea însă o valoare şi o funcţionalitate nelimitată chiar dacă eficienţa mediilor informaţionale a crescut mult ca urmare a mijloacelor tehnice oferite de electronică şi informatică precum şi datorită unei cunoaşteri aprofundate a procesului difuzării informaţiei înregistrată în ştiinţe ca psihologia socială sau sociologia propagandei şi a opiniei publice. Ideologia nu poate suplini (decît iluzoriu) carenţe ale deciziei politice la fel după cum tendinţe arbitrar utopice, oricît ar fi de susţinute ideologic, ajung în cele din urmă să eşueze. De fapt, o concepţie care supraevaluează funcţionalitatea ideologiei ajunge la desconsiderarea ei tocmai prin denaturări dogmatice care se completează şi cu utilizarea unor mijloace coercitive extra-ideologice.

Aşadar, o *viziune realist-ştiinţifică a locului şi rolului ideologiei în viaţa socială* credem a fi condiţia teoretică de principiu a antidogmatismului oferind cadrul propice evitării şi/sau depăşirii unor situaţii dogmatogene prin practicarea principiului metodologic marxist al *analizei concrete a situaţiilor concrete*, principiu ce presupune creativitate politico-ideologică şi deschidere spre dialog constructiv. Dar, parafrazînd din Prefaţa la „Ideologia germană", ideea plutirii corpurilor nu salvează de la înec! Garanţia anihilării dogmatismului o constituie abia democratizarea reală şi plenară a vieţii sociale, posibilă numai în cazul unei orînduiri socialiste unde desfiinţarea proprietăţii private elimină suportul obiectiv al relaţiilor antagonice dintre conducători şi conduşi. Proprietatea socialistă este condiţia permiţînd edificarea unei suprastructuri politice, care, prin modalităţile de organizare şi funcţionare să promoveze dialogul ideologic la scara întregii societăţi, un dialog incluzînd chiar opinii şi puncte de vedere contradictorii, atît timp cît sînt formulate de pe poziţii bine intenţionate prin caracter constructiv şi realism.

În societăţile socialiste odată depăşit centralismul excesiv ca fenomen politic dogmatogen, hotărîtor este şi va fi efortul teoretic creator, dezvoltarea novatoare a marxismului la condiţiile concrete ale lumii actuale, o lume în foarte multe privinţe radical deosebită de cea analizată de Marx şi Engels, iar apoi de Lenin.

În acest sens se impune evidențierea faptului că gîndirea social-politică românească s-a caracterizat de-a lungul anilor prin efortul dezvoltării materialismului dialectic și istoric, a economiei politice, a socialismului științific, adecvat condițiilor concret istorice ale societății noastre. Încununarea acestei tradiții o constituie în prezent contribuția teoretică pe care secretarul general al P.C.R., tovarășul Nicolae Ceaușescu o aduce necontenit la îmbogățirea patrimoniului teoretic românesc. Dar odată cu contribuția personală, tovarășul Nicolae Ceaușescu are meritul istoric de a fi imprimat gîndirii social-politice un nou suflu revoluționar definindu-se, atît prin aprofundarea cunoașterii vieții sociale pe plan național și internațional, cît și prin dezvoltarea unui climat social-politic democratic, propice dezbaterii teoretice creatoare, confruntării libere a părerilor și ideilor cu riscul chiar al formulării unor teze discutabile și/sau criticabile.

The Social-Political Creativity — Main Modality of Surpassing Dogmatism

In the first part after a brief definition of the dogma, the survey tries to answer, the question "How we reach the dogma?", the answer being a definition of the *dogmagenerating situations*. A source of the dogmatism is the dialectics of the epistemological progress in the specific field of ideology (the epistemologic source). This cause must be correlated with the social determination (the social source) considering the place and the role of ideology in the social leading of society.

Thus there is a dogmagenerating situation, the up-to-the-end negative attitude of the hegemonious social group which elaborates the ideology but which doesn't want or can't reformulate it, in accordance with social reality. A social dogmagenerating situation can be at the same time the result of a sufficiently passive politico-ideologic attitude of the ruled social groups and categories.

In the second part, the survey describes main modalities of opposing dogmatism, these being a realist-scientific vision of the place and role of the ideology in social life, the existence of a democratic political superstructure to promote the ideologic dialogue at the level of the whole society, having thus as a result the possibility of a new development of marxism under the concrete circumstances of the present world.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ“ BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

CUPRINSUL SERIEI ELECTROTEHNICA PE ANUL 1981

MATEMATICĂ

D. Marcu — Un algoritm de determinare a unui lanț hamiltonian minim cu aplicații în probleme de optimizare. nr. 1, p. 3.
M. Roșculeț — Cercetări asupra seriilor trigonometrice. IX. Serie dublă Fourier asociată la o funcție neintegrabilă. nr. 2, p. 3.
V. Breazu, O. Stănășilă — Supratopologiile și semnificația lor algebrică. nr. 3, p. 3.
Rodica Tomescu — Asupra unei teoreme ergodice. nr. 3, p. 11.
Gh. Tecuci — H-grafurile și aplicațiile acestora la recunoașterea formelor. nr. 3, p. 23.
V. Breazu, O. Stănășilă — O generalizare a teoremei lui Kleene și aplicații în programarea structurată. nr. 4, p. 7.
V. Dumitraș — Forme diferențiale invariante în spații cu conexiuni. nr. 4, p. 11.

FIZICĂ

Cornelia Moțoc, E. Sofron, R. Mitroi, C. Roșu, Carmina Bălțatu, C. Popescu — Testarea distructivă a unor circuite integrate cu ajutorul cristalelor lichide colesterice. nr. 1, p. 11.
G. A. Stanciu, I. M. Popescu, C. M. Stoichiță — Determinarea timpului de viață al purtătorilor minoritari utilizînd baleiajul unui fascicul laser. nr. 1, p, 19.
D. Iordache, V. Iancu, Gh. Lăzărescu, I. Pop, L. Iftode, C. Mocuța — Probleme fizice în proiectarea cablurilor criogenice. I. Modele de similitudine ale tronsoanelor cablurilor criogenice. nr. 2, p. 15.
V. L. Fara, R. Grigorescu — Simulator solar utilizat la testarea colectorilor solari cu și fără focalizare. nr. 2, p. 25.
V. L. Fara, M. Atanasiu, R. Grigorescu — O bază de date fizico-chimice pentru selectarea materialelor de stocare a energiei solare cu schimbare de fază. nr. 3, p. 35.
Cornelia Moțoc, C. Roșu, R. Mitroi, Carmina Bălțatu — Efectul Kerr în colesteril 2b(etoxi-etoxi) etil carbamat. nr. 4, p. 15.
D. Iordache, D. Alexandriu — Asupra unor criterii de apreciere a compatibilității unor relați semiempirice cu rezultatele experimentale. nr. 4, p. 19.
Maria Honciuc, Ileana Rusu — Manifestarea de cristal lichid a unor filme lipidice la interfață apă—aer. nr. 4, p. 23.
Iuliana Cuculescu — Variația periodică a birefringenței în mixturi colesterice compensate nr. 4, p. 27.
M. Cilea, Gabriela Cone, C. Cristescu, I. M. Popescu, A. M. Preda — Contribuții în studiul laserilor cu vapori metalici cu catod cavitar. nr. 4, p. 31.

ELECTROTEHNICĂ

Gh. Hortopan — Considerații privind dimensionarea unui șunt coaxial pentru curenți intenși. nr. 1, p. 23.
M. Iordache, V. Socaciu — O metodă generală de determinare a factorului de semn al perechilor de arbori și al perechilor de coarbori. nr. 1, p. 29.
M. Mihalache — Metoda numerică privind calculul curenților induși, în regim tranzitoriu, într-o înfășurare filiformă. nr. 1, p. 37.
Gabriela Spineanu — Determinarea inducției magnetice la suprafața indusului cuplajelor cu curenți turbionari prin aplicarea metodei transformării conforme. nr. 2, p. 33.

Lidia Constantinescu, F. Tomescu — Asupra compensării puterii complementare în sisteme electroenergetice funcționînd în regim periodic nesinusoidal. nr. 3, p. 41.

C. Ghiță, M. Toma, Adina Toma — Simularea numerică a regimurilor tranzitorii ale motorului de cc cu excitație separată. nr. 3, p. 49.

Miruna Nițescu — Model matematic al cuadripolilor neliniari la mici variații. nr. 3, p. 57.

C. Bălă — Cîmpul electromagnetic al bobinelor cilindrice ecranate. nr. 4, p. 37.

Al. Timotin, D. Cristescu — Integrarea numerică a ecuațiilor de propagare cu parametri lineici tranzitori și capacitate neliniară. nr. 4, p. 43.

D. Stanomir — Asupra ecuațiilor de evoluție ale circuitelor electrice neliniare și reciproce. nr. 4, p. 51.

V. Panaite — Un indicator al capacității de funcționare a aparatelor electrice de comutație. nr. 4, p. 139.

ELECTRONICĂ

Ed. Nicolau — Relații de reciprocitate și de conservare pentru o clasă de ecuații ce intervin în fizica matematică. nr. 3, p. 61.

D. Stanomir — Grafuri de semnal. Circuite electrice cu amplificatoare operaționale. nr. 3, p. 65.

N. Marin, D. Dascălu — O nouă metodă de fabricație pentru diodele IMPATT de microunde. nr. 3, p. 73.

V. Lăzărescu — Aspecte privind proiectarea filtrelor numerice FIR implementate pe microprocesorul 8085. nr. 3, p. 77.

Gh. Cartianu — Asupra criteriului de stabilitate a unui sistem în vecinătatea condițiilor limită. nr. 4, p. 55.

V. M. Căluneanu, A. Mihalache — Fiabilitatea în microelectronică. Previziuni și confirmări. nr. 4, p. 135.

Adelaida Mateescu — Estimarea parametrilor statistici ai rețelelor de transmitere a datelor prin canal dirijat cu trafic redus. nr. 4, p. 61.

G. Rulea — Studiul rezonatorului dielectric de tip placă prin metoda reflexiilor. nr. 4, p. 73.

O. Iancu, S. Vasilescu, P. Schiopu, I. Ileană, G. Bănoiu — Dispozitive electronice cu unda elastică de suprafață. nr. 4, p. 79.

A. D. Preda, L. Stanciu — Detecția semnalelor prin intercorelație. nr. 4, p. 83.

D. Dascălu, T. Tebeanu, N. Marin — Oscilatoare de microunde cu semiconductoare utilizate în transmisia de date. nr. 4, p. 87.

A. Spornic, I. Costea — Sistem de recepție a microundelor modulate în impulsuri. nr. 4, p. 93.

CENTRALE ELECTRICE

C. Brătianu — Analiza cu elemente finite a curgerii Couette folosind interpolarea mixtă. nr. 2, p. 41.

I. Gh. Carabogdan, C. Brătianu — Proiectarea asistată de calculator în realizarea clădirilor de locuit cu elemente tipizate. nr. 4, p. 167.

C. Dinculescu, N. Dănilă, I. Prisecaru, N. Stan — Modelarea matematică a regimurilor termice tranzitorii în echipamentele centralelor nucleare electrice. nr. 4, p. 161.

I. Purica — Un nou principiu în conversia energiei. nr. 4, p. 107.

REȚELE ELECTRICE

A. A. Arie, M. Eremia, Gh. Indre, M. Biriș — Criterii de similitudine folosite în realizarea microsistemului de curent alternativ cu legături în curent continuu. nr. 1, p. 45.

D. Cristescu, P. Postolache — Efectul de ecran al conductorului de protecție. Probabilitatea de străpungere. nr. 1, p. 55.

M. Eremia, H. Crișciu, M. Biriș — Aplicarea metodei trapezelor la integrarea ecuațiilor diferențiale din regimul tranzitoriu al mașinii sincrone. nr. 3, p. 85.

G. Drăgan, I. Lungu — Asupra caracteristicii tensiune sarcină în cazul descărcării corona de impuls în jurul conductoarelor. nr. 4, p. 101.

M. Eremia, H. Crișciu — Analiza modală în studiul stabilității la mici perturbații a sistemelor electromagnetice. nr. 4, p. 117

Marilena Ungureanu, D. Cristescu — Cercetări teoretice și experimentale privind perturbarea electromagnetică a mediului înconjurător de către liniile electrice aeriene. nr. 4, p. 111.
P. Postolache — Perturbații acustice produse de liniile electrice de înaltă tensiune. Probleme de proiectare. nr. 4, p. 121.

AUTOMATICA

S. Călin — O metodă de proiectare directă în domeniul timp a sistemelor de reglare automată. nr. 1, p. 63.
G. Ionescu, R. Dobrescu, R. Vârbănescu — Algoritm și bloc de calcul pentru transformata Fourier rapidă. nr. 1, p. 75.
Th. Borangiu, T. Ionescu — Structura cu microprocesor pentru conducerea proceselor discrete. nr. 1, p. 87.
R. Dobrescu — Despre determinarea punctelor nodale pentru prelucrări de conturare cu comanda numerică. nr. 2, p. 49.
P. Stoica — Asupra semnalelor persistente vectoriale. nr. 2, p. 59.
T. Söderström, P. Stoica — Probe noi și simple pentru stabilitatea modelelor lineare. nr. 3,p. 95.
S. Călin, Gh. Petrescu — Posibilități oferite de metoda proiectării directe în domeniul timp a sistemelor numerice de reglare. nr. 4, p. 125.
D. F. Lăzăroiu — Contribuții privind studiul fiabilității sistemelor optoelectronice de transmisie de date. nr. 4, p. 145.
I. Catană — Amplificatoare electrohidraulice cu reacții funcționale. nr. 4, p. 129.

CALCULATOARE

Cr. Zervos, Irina Athanasiu — Detectarea defectelor în circuitele logice secvențiale utilizînd registrul stărilor. nr. 1, p. 95.
Florica Moldoveanu — Unele aspecte ale proiectării produselor program. II. nr. 1, p. 105.
M. Petrescu — Partiții consistente și partiții închise în sinteza automatelor secvențiale. nr. 2, p. 65.
A. Petrescu — Micro-basic compiler. nr. 2, p. 83.
D. Golumbovici — Algoritm de asignare a stărilor la automatele realizate folosind memorii cu conținut permanent. nr. 2, p. 89.
V. Dabija — Metodă de abordare a demonstrării automate de teoreme în calculul propozițional. nr. 2, p. 95.
A. Hidar — Organizarea blocurilor și analiza performanțelor unui sistem multimicroprocesor. nr. 2, p. 101.
M. Balomiri, M. Dobre, A. Ionașek, C. Pârvu, L. Rădulescu, I. Scumpu — Simulator pentru planificarea proceselor de timp real. nr. 3, p. 101.
C. Tănăsescu — ASML — limbaj de definire a modelelor circuitelor secvențiale. nr. 3, p. 107.
A. Petrescu — Sistem de calcul asociativ pentru prelucrarea imaginilor. nr. 4, p. 149.
Cr. Zervos — Asupra verificării corectitudinii relației de sincronizare „producător—consumator" în programele paralele. nr. 4, p. 155.

ȘTIINȚE SOCIALE

I. Șerbănescu, S. Lanescu — Creativitatea social-politică — principală modalitate de depășire a dogmatismului. nr. 4, p. 171.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLIII — 1981, Numărul 4

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

Alexandriu D., *4*, p. 19
Arie A. A., *1*, p. 45
Atanasiu M., *3*, p. 35
Athanasiu Irina, *1*, p. 95
Balomiri M., *3*, p. 101
Bălă C., *4*, p. 37
Bălțatu Carmina, *1*, p. 11 ; *4*, p. 15
Bănoiu G., *4*, p. 79
Biriș M., *1*, p. 45 ; *3*, p. 85
Brătianu C., *2*, p. 41 ; *4*, p. 167
Breazu V., *3*, p.3 ; *4*, p. 7
Carabogdan Gh., *4*, p. 167
Cartianu Gh., *4*, p. 55
Catană I., *4*, p. 129
Călin S., *1*, p. 63 ; *4*, p. 125
Cătuneanu V. M., *4*, p. 135
Cilea M., *4*, p. 31
Cone Gabriela, *4*, p. 31
Constantinescu Lidia, *3*, p. 41
Costea I., *4*, p. 93
Cristescu C., *4*, p. 31
Cristescu D., *1*, p. 55 ; *4*, p. 43
Crișciu H., *3*, p.85 ; *4*, p. 117
Cuculescu Iuliana, *4*, p. 27
Dabija V., *2*, p. 95
Dascălu D., *3*, 73 p. ; p, 87
Dănilă N., *4*, p. 161
Dinculescu C., *4*, p. 161
Dobre M., *3*, p. 101
Dobrescu R., *1*, p. 75 ; *2*, p. 49
Drăgan G., *4*, p. 101
Dumitraș V., *4*, p. 11
Eremia M., *1*, p. 45 ; *3*, p. 85 ; *4*, p. 117
Fara V. L., *2*, p. 25 ; *3*, p. 35
Ghiță C., *3*, p. 49
Grigorescu R., *2*, p. 25 ; *3*, p. 35
Golumbovici D., *2*, p. 89
Hidar A., *2*, p. 101
Honciuc Maria, *4*, p. 23
Hortopan Gh., *1*, p. 23
Iancu O., *4*, p. 79
Iancu V., *2*, p. 15
Iftode L., *2*, p. 15
Ileană I., *4*, p. 79
Ionașek A., *3*, p. 101
Ionescu G., *1*, p. 75
Iordache D., *2*, p. 15 ; *4*, p. 19
Iordache M., *1*, p. 29
Indre Gh., *1*, p. 45
Lanescu S., *4*, p. 171
Lăzăroiu D. F., *4*, p. 145
Lăzărescu Gh., *2*, p. 15
Lăzărescu V., *3*, p. 77
Lungu I., *4*, p. 101
Marcu D., *1*, p. 3
Mateescu Adelaida, *4*, p. 61
Mihalache A., *4*, p. 135
Mihalache M., *1*, p. 37
Mitroi R., *1*, p. 11 ; *4*, p. 15
Mocuța C., *2*, p. 15
Moldoveanu Florica. *1*, p. 105
Moțoc Cornelia, *1*, p. 11 ; *4*, p. 15
Nicolau Ed., *3*, p. 61 :
Nițescu Miruna, *3*, p. 57
Panaite V., *4*, p. 139
Pârvu C., *3*, p. 101
Petrescu A., *2*, p. 83 ; *4*, p. 149
Petrescu Gh., *4*, p. 125
Petrescu M., *2*, p. 65
Pop I., *2*, p. 15
Popescu C., *1*, p. 11
Popescu I. M., *1*, p. 19 ; *4*, p. 31
Postolache P., *1*, p. 55 ; *4*, p. 121
Preda A. D., *4*, p. 83
Preda A. M., *4*, p. 31
Prisecaru I., *4*, p. 161
Purica I., *4*, p. 107
Rădulescu L., *3*, p. 101
Roșculeț M., *2*, p. 3
Roșu C., *1*, p. 11 ; *4*, p. 15
Rulea G., *4*, p. 73
Rusu Ileana, *4*, p. 23
Schiopu P., *4*, p. 79
Scumpu I., *3*, p. 101
Șerbănescu I., *4*. p. 171

Socaciu V., *1*, p. 29
Söderström T., *3*, p. 95
Sofron E., *1*, p. 11
Spineanu Gabriela, *2*, p. 33
Spornic A., *4*, p. 93
Stan N., *4*, p. 161
Stanciu G. A., *2*, p. 19
Stanciu L., *4*, p. 83
Stanomir D., *3*, p.65 ; *4*, p. 51
Stănăşilă O., *3*, p.3 ; *4*, p. 7
Stoica P., *2*, p. 59 ; *3*, p. 95
Stoichiţă C. M., *1*, p. 19
Tănăsescu C., *3*, p. 107
Tebeanu T., *4*, p. 87
Tecuci Gh., *3*, p. 23
Timotin Al., *4*, p. 43
Toma Adina, *3*, p. 49
Toma M., *3*, p. 49
Tomescu F. G., *3*, p. 41
Tomescu Rodica, *3*, p. 11
Ungureanu Marilena, *4*, p. 111
Vasilescu S., *4*, p. 79
Vârbănescu R., *1*, p. 75
Zervos Cr., *1*, p. 95 ; *4*, p. 155

TEZE DE DOCTORAT SUSŢINUTE ÎN ANUL 1981

Grigore Brăileanu — Contribuţii la analiza şi sinteza sistemelor automate neliniare cu limitări ale variabilelor de stare. (17.I.1981)
Irina Athanasiu — Contribuţii la metodele de testare a circuitelor logice. (23.I.1981).
Ecaterina Vlădescu — Transmisiuni M-ari în FSK şi PSK. (30.I.1981).
Sheny Mohamed Ali El-Shaal — Contribuţii la conducerea sistemelor electroenergetice prin reglajul centralizat al frecvenţei puterii şi tensiunii. (27.III.1981).
Dan Stoichescu — Sisteme de transmisie numerice cu detecţia şi corecţia erorilor cu structură variabilă. (30.III.1981)
Adrian Manea — Metode noi de sinteză şi proiectare a filtrelor cu semnale discrete. (30.III.1981)
Ştefan Gheorghe — Circuite LSI pentru procesoare. (17.IV.1981)
Hasan Banaga — Caracteristicile de funcţionare ale motoarelor de curent continuu. (18.IV.1981)
Hussein Muheidli — Prelucrarea semiautomată a semnalelor cardio-vasculare. (20.IV.1981)
Vergilă Dadu — Agregate bulb reversibile aplicate la folosinţe complexe hidroenergetice, hidroameliorative şi alimentări cu apă. (28.IV.1981)
Tiberiu Popescu — Dispozitive periferice pentru analiza şi proiectarea asistată de calculator a circuitelor electronice. (15.V.1981)
Soheil Mohamed Ali — Sisteme numerice de transmitere a semnalului de televiziune. (15.V.1981)
Paul Svasta — Studii asupra unor factori determinanţi în asigurarea de instalaţii electronice de instruire fiabile şi versatile. (1.VII.1981)
Dan Golumbovici — Contribuţii la proiectarea automatelor secvenţionale folosind memorii cu conţinut permanent. (6.VII.1981)
Le Quang Khue — Optimizarea stocului de echipamente de rezervă într-un sistem electroenergetic în scopul creşterii siguranţei în funcţionare. (8.VII.1981)
Constantin Mogoşanu — Contribuţii de optimizare a reţelelor electrice de distribuţie urbană, de medie tensiune, cu aplicaţie la reţeaua oraşului Bucureşti. (11.VII.1981)
Boris Jora — Contribuţii la analiza stabilităţii sistemelor adaptive. (20.VII.1981)
Enamul Hag — Stabilitatea dinamică a sistemelor electroenergetice. (28.VII.1981)
Andraş Varga — Contribuţii la conducerea robustă cu calculator a proceselor continue. (8.IX.1981)
Kalman Pusztai — Contribuţii la conducerea prin calculator a centralelor hidroelectrice. (8.IX.1981)
Dumitru Creţu — Demodelatoare cu extensie de prag pentru radiocomunicaţii spaţiale. (8.X.1981)
George Mangu — Încercările accelerate ale echipamentelor electroenergetice ca o metodă în determinarea indicatorilor de fiabilitate. (14.X.1981)
Aureliu Panaitescu — Contribuţii la studiul proceselor electromagnetice din dispozitivele cu medii în mişcare. (11.XI.81)
Ioana Mihu Tutunaru — Contribuţii la proiectarea sistemelor multivariabile liniare. (13.XI.1981)
Gheorghe Brezeanu — Modelarea contactului aluminiu-siliciu din dispozitivele semiconductoare şi circuitele integrate în vederea îmbunătăţirii tehnologiei de fabricaţie. (10.XII.1981)
Alexandru Nicolae — Solicitări electrodinamice în elemente de instalaţii electrice. Aplicaţii la studiul ecranului amortizor al statorului unui turboalternator şi al barelor înalte ecranate. (18.XII.1981)

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓ HÖZPONTÉS KÖNYVTÁR 1883

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ

apare trimestrial, în continuarea vechilor periodice ştiinţifice : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" şi «Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti».

Organizat pe baze noi, el reflectă în primul rînd activitatea ştiinţifică a corpului didactic din institut. În limita spaţiului disponibil, se pot publica şi lucrări ştiinţifice ale colaboratorilor din afara institutului.

Corespondenţa privind articolele, schimburile de publicaţii şi abonamentele se fac pe adresa institutului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
РАЗДЕЛ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Выходит четыре раза в год, являясь продолжением прежних научных периодических журналов, „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" и «Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti».

Составленный на новых основах, он отражает в первую очередь научную деятельность преподавательского состава Бухарестского политехнического института. В пределах возможностей будут опубликоваться и научно-исследовательские работы специалистов извне.

Переписка, обмен периодическими изданиями и подписка производятся по адресу института.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ELECTROTECHNICS SERIES

The Bulletin is issued quarterly, continuing the old scientific periodicals : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées" „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" and «Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti».

Organized on a new basis, it primarily reflects the scientific activity of the academic staff from Institute. Researchers from outside the institute can also publish their papers within the available space.

The correspondance regarding the articles, change of publications and subscriptions are sent to the following address.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SÉRIE ÉLECTROTECHNIQUE

paraît tous les trois mois, continuant les anciens périodiques scientifiques : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" et «Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti».

Organisé sur de nouveaux principes il reflète tout d'abord l'activité scientifique du corps enseignant de l'Institut. Dans la limite de l'espace disponible on peut y publier aussi les travaux scientifiques des collaborateurs de l'extérieur.

L'adresse pour la correspondance concernant les articles, les échanges de publications et les abonnements est :

INSTITUTUL POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ROMÂNIA
Splaiul Independenţei nr. 313
Căsuţa Poştală nr. 2356
(pentru Buletinul Institutului)
Seria Electrotehnică

1982 SEP 7

LEI 20